

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

DEPT. TEORÍA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIONES



TESIS DOCTORAL

Algoritmos en Transmisión y Recepción para OFDM en  
entornos Multi-usuario

Autor: D. VÍCTOR PEDRO GIL JIMÉNEZ

Directora: DRA. ANA GARCÍA ARMADA

*Madrid, Junio de 2005*



*A Julia.*



UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

Escuela Politécnica Superior

DEPT. DE TEORÍA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIONES

TESIS DOCTORAL

Algoritmos en Transmisión y Recepción para OFDM en entornos  
Multiusuario

**Autor:** D. VÍCTOR PEDRO GIL JIMÉNEZ

**Directora:** DRA. ANA GARCÍA ARMADA

El tribunal nombrado para juzgar la Tesis arriba indicada, compuesto por los siguientes Doctores:

**Presidente:** \_\_\_\_\_

**Secretario:** \_\_\_\_\_

**Vocales:** \_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_  
\_\_\_\_\_

acuerdan otorgarle la

**Calificación:** \_\_\_\_\_

*En Leganés, a                      de                      de 2005*



# Agradecimientos

En primer lugar debo agradecer a mi directora de Tesis, la Dra. Ana García Armada, confiar en mí como doctorando y toda la ayuda prestada durante estos años en los que siempre me ha guiado certeramente.

A mi familia por su amor y apoyo incondicional durante la realización de la Tesis y sin los cuales ésta no habría sido posible. Siempre estaré en deuda con Julia, así como con mis padres y mi hermana Alegría. Una parte de esta Tesis os pertenece.

También quiero agradecer al Dr. Mounir Ghogho por haberme brindado la oportunidad de poder trabajar junto a él en la Universidad de Leeds y por compartir conmigo su conocimiento, así como al Dr. Arne Svensson de la Universidad de Chalmers por aceptarme en su grupo de investigación.

También a aquellas personas y amigos que durante la realización de la Tesis me han estado apoyando, en especial a Sergio, Susana, Manolo y Christian, los Doctores Mati, Emilio, Jerónimo y Gema, y las futuras Doctoras Bea, Alicia y Ana Belén. Va mi agradecimiento para vosotros.

Finalmente, gracias a Dios esta Tesis ha llegado a su fin y otros nuevos retos se abren ante mí.

**Gracias de nuevo a todos.**





# Prólogo

Esta es la versión íntegra en castellano de la Tesis doctoral titulada *Algoritmos en Transmisión y Recepción para OFDM en entornos multi-usuario* desarrollada y escrita por D. Víctor P. Gil Jiménez y dirigida por la Dra. Ana García Armada.

Dado que parte del trabajo de la Tesis se ha desarrollado en dos centros de investigación Europeos:

- *Estudio de la capacidad de Canal en presencia de errores en la estimación de canal*: Escuela de Telecomunicación de la Universidad de Leeds (Reino Unido), bajo la supervisión del Dr. Mounir Ghogho.
- *Compresión de la información de realimentación*: Departamento de Señales y Sistemas. Grupo de Comunicaciones. Universidad Tecnológica de Chalmers (Suecia), bajo la supervisión de los Doctores Arne Svensson y Thomas Eriksson.

en las dos estancias de investigación realizadas durante el desarrollo de la Tesis, se considera oportuno solicitar la mención de calidad de *Doctor Europeus*, y por tanto, el capítulo de introducción así como las conclusiones, han sido escritas también en lengua inglesa, tal y como requiere la normativa.

No obstante, y dado que esta Tesis va a ser evaluada por, al menos tres expertos europeos de habla no castellana, se ha considerado razonable realizar una versión reducida de la Tesis completamente en lengua inglesa. Esa versión contiene todos los resultados (figuras, ecuaciones, tablas, referencias ...) de la versión íntegra en español, simplemente el texto se encuentra ligeramente reducido. Además, de esta forma, se facilita la divulgación del contenido de esta Tesis en el mundo de las comunicaciones móviles, mayoritariamente no castellano parlante. Existe por tanto una versión disponible en lengua inglesa de esta Tesis.



# Resumen

Desde su incursión en la vida de los ciudadanos de forma cotidiana, las comunicaciones móviles han ido adquiriendo cada vez más protagonismo. Lo que hace unos años era un elemento de lujo o causa de envidias, hoy es algo tan habitual como coger el autobús. Este auge en las comunicaciones móviles ha llevado consigo un aumento del número de usuarios de estos servicios, así como una mayor exigencia por parte de éstos en cuanto a velocidad de transmisión, seguridad, servicios, calidad ...

Por este motivo, se han ido introduciendo nuevas redes, así como mejoras en las ya existentes. Actualmente estamos asistiendo al inicio de la implantación de las redes denominadas de tercera generación (3G). No obstante, estas redes 3G fueron definidas a mediados de los años 90. En la actualidad nos encontramos en la definición de lo que será la cuarta generación móvil (4G) a la que probablemente preceda una intermedia, tal vez Super 3G.

Muchas son las tecnologías candidatas para esta Super 3G o para la 4G, pero es OFDM (Multiplexación por División en Frecuencias Ortogonales - *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) una de las más prometedoras para terminar siendo la tecnología elegida, debido principalmente a la robustez que ofrece frente al multi-trayecto, la flexibilidad que proporciona por el hecho de dividir el ancho de banda en sub-portadoras que pueden ser moduladas independientemente para adaptarse a las condiciones específicas de los canales móviles y al aprovechamiento de la diversidad multi-usuario cuando se combina en OFDMA (Acceso múltiple por división en frecuencias ortogonales - *Orthogonal Frequency Division Multiple Access*).

Sin embargo, para que estos sistemas OFDMA sean una realidad en redes futuras como la Super 3G o la 4G, es preciso reducir la complejidad que ellos conllevan, en aspectos como la sincronización multi-usuario o la implementación de la modulación adaptativa. Esta Tesis está enfocada a reducir la complejidad de implementación para que la tecnología OFDMA pueda ser un hecho en las futuras redes inalámbricas.

La sincronización en sistemas OFDMA, principalmente en escenarios *ad-hoc* plantea un reto importante a la hora de implementarla en este tipo de redes. Dado que existe una literatura extensa dedicada a resolver el problema de la sincronización en entornos OFDM mono-usuario, en esta Tesis se propone un procedimiento para reducir el problema de la sincronización multi-usuario al caso mono-usuario, lo que permite la re-utilización de todas las técnicas propuestas en la literatura. Además de las buenas prestaciones incluso en situaciones de saturación de la red, permite un ahorro de la energía necesaria para la realización de las tareas de sincronización. Asimismo, a la vez que se resuelve la sincronización multi-usuario, también en esta Tesis se aporta un algoritmo para realizar el seguimiento de la desviación de frecuencia en sistemas tanto OFDM como OFDMA, de una forma sencilla y eficiente. Este algoritmo utiliza las sub-portadoras piloto de los símbolos, y ofrece unas prestaciones razonables, incluso cuando el número de estas sub-portadoras piloto es reducido.

La modulación adaptativa u otras técnicas avanzadas de comunicaciones como MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) o el conformado de haz (*beamforming*), que se hacen más atractivas cuando se combinan con OFDM u OFDMA, requieren de cierta realimentación hacia el transmisor por parte del receptor, además de un conocimiento del canal bastante preciso. En esta Tesis se aportan algoritmos para la compresión de esta información (que puede ser muy elevada dependiendo de la granularidad de la adaptación y la variabilidad del canal), lo que permite un mejor aprovechamiento de los recursos radio, y simplifica la implementación de este tipo de sistemas. Se consiguen reducciones superiores a cuatro veces la tasa original, lo que implica grandes ventajas en todos los sentidos. Además, se realiza un estudio teórico sobre cómo afectan los errores en la estimación de canal en la capacidad del sistema, obteniéndose dos cotas numéricas para ésta. Gracias a estas cotas se puede concluir que las técnicas actuales de estimación de canal son suficientemente buenas como para que las pérdidas producidas por los errores en esta estimación no sean muy significativas; No obstante, estas pérdidas aumentan a medida que se incrementa la relación señal a ruido, y, por tanto, es conveniente seguir mejorando la estimación de canal si se pretende que estos sistemas trabajen a altas relaciones señal a ruido.

Por último, destacar que las simulaciones llevadas a cabo para examinar las prestaciones de los algoritmos desarrollados han proporcionado datos prácticos que ayudarán al diseño e implementación de futuras redes móviles 4G.

# Abstract

Nowadays mobile communications are common in our society. In less than two decades they have changed the way people understand personal communications. This interest is still growing and makes users (every day larger in number) ask for more and more services, speed, security and quality, at least comparable to the wired technologies.

For this reason, new networks have been introduced in the scene, as well as improvements in the already existing ones. At the moment we are witnessing the beginning of the deployment of the so-called third generation networks (3G). However, these 3G networks were defined in the middle of years 90. At the present time we are in the definition of what will be the fourth mobile generation, which is called the 4G and probably an intermediate stage as Super 3G could be defined first.

Many different technologies are in consideration, but OFDM (Orthogonal Frequency Multiplexing Division) is one of most promising candidates to end up becoming the technology to be used, due mainly to the robustness that it offers to the multi-path channel, the flexibility that it provides by the fact that it divides the bandwidth into sub-carriers which can be modulated independently to adapt the signal to the specific channel conditions and to the advantage of the multi-user diversity when it is used to multiplex several users in the form of OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access).

Nevertheless, in order for these OFDMA systems to be a reality in future networks as Super 3G or 4G, the reduction in complexity has to be considered, in aspects such as the multi-user synchronization or the implementation of the Adaptive Modulation. This doctoral Thesis is focused on reducing the implementation complexity in both multi-user synchronization and Adaptive Modulation so that OFDMA technology can be a fact in the near future radio networks.

The synchronization in OFDMA systems, specially in *ad-hoc* scenarios, raises an important challenge at the time of implementing this technology. Since an extensive literature is devoted to solve the problem of the synchronization in single-user OFDM systems, in this Thesis we have designed and proposed a procedure to reduce the multi-user synchronization problem to the single-user case, and therefore it allows the reuse of all the already proposed techniques in the literature. The procedure exhibits a good performance even in network saturation situations, and in addition it does not incur in a high power consumption when performing the synchronization tasks. Besides, solving the multi-user synchronization problem, the Thesis also proposes an algorithm for frequency offset tracking in an efficient and simple way, for both OFDM and OFDMA systems. This algorithm uses the pilot sub-carriers scattered in each OFDM symbol, and offers reasonable performance, even when the number of these pilot sub-carriers is small.

Adaptive Modulation and other advanced techniques as MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) or beamforming become more attractive when they are combined with OFDM or OFDMA. However they require certain feedback information from receiver to the transmitter, and in addition, a quite precise knowledge about channel conditions. In this Thesis several algorithms for compressing the feedback information have been developed. This feedback information can be very highly demanding (depending on the granularity of the adaptation and the variability of the channel), and therefore this compression allows a better use of the resources, and simplifies the implementation of this kind of systems. Reductions of more than four times the original flow are obtained, which implies great advantages. In addition, a theoretical study is made on how errors in channel estimation affect the channel capacity, and several upper-bounds (one of them very tight) for this effect are obtained. One of the conclusions is that the actual state of the art in channel estimation techniques is good enough to be used without too much loss; However, the loss increases as the signal to noise ratio increases, and therefore, it is suggested to continue improving channel estimation algorithms for improving performance in high signal to noise ratio scenarios.

Finally, thanks to simulations and designs carried out in order to examine the performance of the developed algorithms, some practical data are provided that will help in the future design of new mobile networks as 4G.

# Índice general

<b>Resumen</b>	<b>5</b>
<b>Abstract</b>	<b>7</b>
<b>Glosario</b>	<b>VII</b>
<b>Símbolos</b>	<b>XI</b>
<b>1. Introducción</b>	<b>9</b>
1.1. Los sistemas de comunicaciones radio . . . . .	10
1.2. Objetivos . . . . .	12
1.3. Organización y contribuciones de la tesis . . . . .	14
1.3.1. Metodología . . . . .	14
1.3.2. Organización . . . . .	14
1.3.3. Contribuciones . . . . .	16
<b>2. Introduction (En Inglés)</b>	<b>19</b>
2.1. Radio Communication's Systems . . . . .	20
2.2. Objectives . . . . .	21
2.3. Thesis Organization and Contributions . . . . .	23
2.3.1. Methodology . . . . .	23
2.3.2. Organization . . . . .	23
2.3.3. Contributions . . . . .	25
<b>3. Modulación OFDM, parámetros y escenarios</b>	<b>27</b>
3.1. Breve historia de OFDM . . . . .	27
3.2. Modelos de canal . . . . .	30
3.2.1. Ancho de banda y Tiempo de Coherencia del canal . . . . .	31

3.2.2.	Modelos utilizados en la Tesis . . . . .	33
3.3.	Principios básicos de OFDM . . . . .	37
3.3.1.	Transmisión OFDM . . . . .	39
3.3.2.	Inserción del Prefijo Cíclico . . . . .	42
3.3.3.	Ecualización de canal . . . . .	44
3.3.4.	Conformado de pulsos . . . . .	45
3.3.5.	Rejilla Tiempo-Frecuencia . . . . .	45
3.3.6.	Principales problemas en OFDM . . . . .	47
3.4.	Bit-loading . . . . .	49
3.5.	Sistemas OFDMA . . . . .	51
3.5.1.	Aplicaciones de OFDMA . . . . .	51
3.6.	Descripción de escenarios . . . . .	52
3.6.1.	Sistema IST PACWOMAN . . . . .	52
3.6.2.	Sistema IEEE 802.11a . . . . .	53
3.6.3.	Propuesta de la Universidad de Chalmers para enlace descendente . . . . .	54
<b>4.</b>	<b>Sincronización en entornos multi-usuario</b>	<b>57</b>
4.1.	Sincronización en OFDM . . . . .	57
4.1.1.	Sincronización en tiempo . . . . .	58
4.1.2.	Sincronización en frecuencia . . . . .	76
4.1.3.	Sincronización en entornos multi-usuario . . . . .	87
4.2.	Seguimiento del desplazamiento de frecuencia . . . . .	91
4.2.1.	Efectos del desplazamiento de frecuencia . . . . .	91
4.2.2.	Algoritmo de seguimiento . . . . .	92
4.2.3.	Resultados obtenidos . . . . .	97
4.2.4.	Implementación física . . . . .	105
4.3.	Procedimiento del Líder para sincronización multi-usuario . . . . .	108
4.3.1.	Descripción del Procedimiento del Líder . . . . .	109
4.3.2.	Líder distribuido . . . . .	115
4.3.3.	Análisis de prestaciones . . . . .	115
4.3.4.	Resultados . . . . .	119
4.4.	Conclusiones . . . . .	123



<b>5. Modulación multiportadora Adaptativa</b>	<b>125</b>
5.1. Principios básicos . . . . .	126
5.2. Sistemas Adaptativos en OFDM . . . . .	129
5.2.1. Adaptación del Enlace (AE) . . . . .	129
5.2.2. Adaptación de sub-portadora (ASP) . . . . .	130
5.2.3. Adaptación de Sub-banda (ASB) . . . . .	135
5.3. Descripción del sistema . . . . .	138
5.4. Mejoras introducidas por la Modulación Adaptativa en OFDM . . . . .	141
5.4.1. Descripción del escenario . . . . .	141
5.4.2. Cota analítica de transmisión tradicional . . . . .	143
5.4.3. Resultados de simulación . . . . .	145
5.5. Efecto de los errores en la estimación de canal . . . . .	150
5.5.1. Modelo de sistema . . . . .	151
5.5.2. La capacidad en presencia de errores en la estimación de canal . . . . .	152
5.5.3. Capacidad media en presencia de errores . . . . .	153
5.5.4. Capacidad sobre-estimada . . . . .	156
5.5.5. Discusión de resultados . . . . .	156
5.6. Compresión de la información de realimentación . . . . .	161
5.6.1. Consideraciones generales sobre la información de realimentación . . . . .	163
5.6.2. Codificación Huffman . . . . .	164
5.6.3. Realimentación verosímil . . . . .	168
5.6.4. Correlación temporal . . . . .	171
5.6.5. Correlación en frecuencia . . . . .	174
5.6.6. Correlación tiempo-frecuencia . . . . .	175
5.6.7. Tasa fija con distorsión . . . . .	177
5.6.8. Esquemas conmutados . . . . .	179
5.6.9. Discusión de resultados . . . . .	179
5.7. Conclusiones . . . . .	186
<b>6. Conclusiones</b>	<b>189</b>
6.1. Conclusiones generales . . . . .	189
6.2. Líneas futuras de investigación . . . . .	193

<b>7. Conclusions (En Inglés)</b>	<b>195</b>
7.1. General Conclusions . . . . .	195
7.2. Further work . . . . .	198
<b>A. Desarrollo de las fórmulas de capacidad</b>	<b>201</b>
A.1. Derivación de la fórmula de la capacidad media . . . . .	201
A.2. Derivación de la fórmula de la Capacidad sobreestimada . . . . .	203
<b>B. Publicaciones</b>	<b>207</b>
<b>Referencias</b>	<b>211</b>

# Índice de figuras

1.1. <i>Sistema genérico de comunicaciones radio</i> . . . . .	11
1.2. <i>Organización de la Tesis</i> . . . . .	15
2.1. <i>Generic Radio Communication's System</i> . . . . .	20
2.2. <i>Thesis Report Organization</i> . . . . .	24
3.1. <i>Ejemplo de multi-camino. Rayo directo (continua). Rayos reflejados (punteadas)</i> . . . . .	30
3.2. <i>Ejemplo de perfil retardo-potencia cuyos rayos están muestreados a intervalos de 1 ms</i> . . . . .	34
3.3. <i>Esquema Filtro transversal para simular un canal</i> . . . . .	35
3.4. <i>Concepto de partición multicanal.</i> . . . . .	37
3.5. <i>Esquema conceptual de la transmisión multi-portadora</i> . . . . .	38
3.6. <i>Modulador en tiempo continuo OFDM</i> . . . . .	40
3.7. <i>Transmisor/Receptor OFDM en tiempo discreto utilizando IDFT/DFT</i> . . . . .	42
3.8. <i>Extensión mediante el Prefijo Cíclico</i> . . . . .	43
3.9. <i>Modelo complejo multiplicativo</i> . . . . .	45
3.10. <i>Región de roll-off para las frecuencias de guarda</i> . . . . .	46
3.11. <i>Rejilla tiempo-frecuencia</i> . . . . .	46
3.12. <i>Representación gráfica del rellenado de agua (waterfilling). <math>N(f)</math> densidad espectral de ruido y <math>H_1(f)</math> respuesta del canal</i> . . . . .	49
3.13. <i>Concepto de bit-loading</i> . . . . .	50
3.14. <i>Agrupación de las sub-portadoras en bins.</i> . . . . .	55
4.1. <i>Transmisión OFDM con desajustes temporales</i> . . . . .	59
4.2. <i>Utilización de las pre-guardas para evitar interferencia entre símbolos OFDM por pequeños desajustes temporales</i> . . . . .	60

4.3. Ejemplo de métrica en [Schmidl & Cox, 1997] para canales AWGN e Hiper- LAN 2 B. $SNR = 10$ dB . . . . .	65
4.4. Esquema de sincronización propuesto por Yang et al. [Yang et al., 2000] con lazo cerrado DLL . . . . .	76
4.5. Efecto de errores de sincronización en frecuencia . . . . .	77
4.6. Resumen de técnicas de Sincronización en OFDM . . . . .	86
4.7. Efecto de errores de sincronización en frecuencia. Entornos Multi-usuario. .	87
4.8. Transmisión de 320 símbolos OFDM en el estándar IEEE 802.11a. 48 sub- portadoras útiles, todas ellas con la señal $(1 + j)$ . Efecto del pequeño despla- zamiento residual no corregido en transmisiones de paquetes largos. . . . .	92
4.9. Efecto de la desviación de frecuencia a lo largo de transmisión de un paquete largo . . . . .	95
4.10. Efecto del seguimiento de la desviación de frecuencia . . . . .	95
4.11. Transmisión de 320 símbolos OFDM de 48 sub-portadoras útiles, todas ellas con la señal $(1 + j)$ . Cuando se utiliza el seguimiento de la desviación de frecuencia. . . . .	96
4.12. Comparativa de prestaciones del sistema IEEE 802.11a cuando se utiliza y cuando no el seguimiento del desplazamiento de frecuencia. Líneas continuas representan prestaciones con el seguimiento activado y discontinuas sin el seguimiento. . . . .	98
4.13. Efecto del número de símbolos de promedio en las prestaciones del sistema. Modulación QPSK. . . . .	99
4.14. Error cuadrático medio (MSE) en función de la SNR para diferentes promedios	100
4.15. Efecto del número de símbolos de promedio en las prestaciones del sistema. Modulación 16-QAM. . . . .	101
4.16. Efecto del número de símbolos de promedio en las prestaciones del sistema. Modulación 64-QAM. . . . .	102
4.17. Efecto del número de símbolos de promedio en las prestaciones del sistema utilizando la ventana deslizante y actualización constante. Modulación QPSK.	102
4.18. Efecto del número de símbolos de promedio en las prestaciones del sistema utilizando la ventana deslizante y actualización constante. Modulación 16-QAM.	103
4.19. Efecto del número de símbolos de promedio en las prestaciones del sistema utilizando la ventana deslizante y actualización constante. Modulación 64-QAM.	104

4.20. <i>Error cuadrático medio (MSE) en función de la SNR para diferentes promedios con la versión iterativa</i> . . . . .	104
4.21. <i>Comparativa de error cuadrático medio (MSE). Iterativa vs No iterativa</i> . .	105
4.22. <i>Esquema propuesto del sistema de actualización/corrección de la desviación de frecuencia utilizando el CORDIC</i> . . . . .	106
4.23. <i>Modificación del esquema propuesto para el sistema de actualización/corrección de la desviación de frecuencia de forma iterativa</i> . . . . .	107
4.24. <i>Estructura de la ranura de Control en en proyecto IST PACWOMAN</i> . . . .	109
4.25. <i>Ejemplo de sincronización en canal ocupado</i> . . . . .	112
4.26. <i>Ejemplo de sincronización en canal libre</i> . . . . .	112
4.27. <i>Diagrama de estados del proceso de sincronización utilizando el procedimiento del líder. En el recuadro se muestran las acciones que se realizan en el estado</i> .	114
4.28. <i>Trama de 16 ranuras del proyecto IST PACWOMAN. Primera ranura reservada para Control.</i> . . . . .	116
4.29. <i>Tiempo medio de sincronización inicial en función del número de terminales encendidos por segundo.</i> . . . . .	117
4.30. <i>Probabilidad de que el terminal tenga que esperar cuando realiza un intento de sincronización en función del número de terminales conectados en el sistema</i>	118
4.31. <i>Histograma de la sincronización temporal gruesa en un canal HiperLAN 2 A. <math>\delta f = 0,2</math>.</i> . . . . .	119
4.32. <i>Histograma de la sincronización temporal fina en un canal HiperLAN 2 A. <math>\delta f = 0,2</math>.</i> . . . . .	120
4.33. <i>Tiempo medio de sincronización con el líder para diferentes configuraciones de ranuras por trama</i> . . . . .	121
5.1. <i>Asignación Gray para modulación M-AM</i> . . . . .	135
5.2. <i>Ejemplo de constelaciones multi-resolución.</i> . . . . .	136
5.3. <i>Esquema general de un sistema adaptativo basado en OFDM</i> . . . . .	138
5.4. <i>Protocolo de transmisión Optimizada. Líneas discontinuas representan el canal PAGCH, líneas punteadas canal RACH y líneas continuas transmisión en canal de datos</i> . . . . .	143
5.5. <i>Comparativa de la cota teórica con las simulaciones para canales HiperLAN 2 A y B utilizando modulación tradicional.</i> . . . . .	146

5.6. Comparativa entre transmisión tradicional y optimizada en canales HiperLAN 2 A y B . . . . .	148
5.7. Efecto de utilizar la estimación de canal en lugar de la ideal en el transmisor y en el receptor. Canal HiperLAN 2 A . . . . .	149
5.8. Efecto de utilizar la estimación de canal en lugar de la ideal en el transmisor y en el receptor. Canal HiperLAN 2 B . . . . .	150
5.9. Capacidad media frente a SNR media en función del error en la estimación de canal. Comparativa entre simulaciones y cota analítica (5.23). . . . .	157
5.10. Comparativa de las otras cotas obtenidas frente a las simulaciones . . . . .	158
5.11. Capacidad media sobre-estimada . . . . .	159
5.12. Pérdida Relativa en capacidad con respecto al límite Rayleigh debido a errores en la estimación de canal . . . . .	160
5.13. Información de realimentación . . . . .	164
5.14. Distribución de índice de modulación en los bins sin ningún tipo de algoritmo de compresión . . . . .	165
5.15. Árbol binario Huffman para el ejemplo . . . . .	168
5.16. Probabilidad de que un terminal disponga de al menos una sub-portadora que soporte diferentes número de bits en función de la relación señal a ruido. SER objetivo = $10^{-5}$ . Red vacía (factor de carga al 0 %). $N = 64$ . . . . .	169
5.17. Probabilidad de que un terminal disponga de una sub-portadora que soporte diferentes modulaciones en canales HiperLAN 2 A y B. SER objetivo = $10^{-5}$ . Comparativa. . . . .	170
5.18. Evolución de la probabilidad de que un terminal disponga de al menos una sub-portadora que soporte 4 bits en función de la carga del sistema y la relación señal a ruido. SER objetivo = $10^{-5}$ . $N = 64$ . . . . .	171
5.19. Probabilidad de ocurrencia de los símbolos para los algoritmos de tiempo y de frecuencia . . . . .	172
5.20. Probabilidad de ocurrencia de los símbolos para el algoritmo agrupado . . . . .	173
5.21. Distribución de probabilidades de ocurrencia de los símbolos dependiendo del tamaño de la ventana . . . . .	175
5.22. Esquema Iterativo Tiempo-Frecuencia. Para codificar $b_1^t$ . . . . .	177
5.23. Esquema Bloque Tiempo-Frecuencia. Para codificar $b_1^t$ . . . . .	178
5.24. Comparativa para canal Vehículo tipo A a 50 Km/h . . . . .	180

5.25. <i>Comparativa para canal Vehículo tipo A a 120 Km/h</i> . . . . .	181
5.26. <i>Comparativa para canal Peatón tipo A a 5 Km/h</i> . . . . .	182
5.27. <i>Comparativa para canal Peatón tipo A a 10 Km/h</i> . . . . .	183
5.28. <i>Comparativa de Throughput en canal UMTS Peatón tipo A, permitiendo dis-</i> <i>torsión</i> . . . . .	184
5.29. <i>Comparativa de Throughput en canal UMTS Vehículo tipo A, permitiendo</i> <i>distorsión</i> . . . . .	185





# Índice de tablas

3.1. Parámetros sistema IST PACWOMAN . . . . .	53
3.2. Parámetros sistema IEEE 802.11a . . . . .	54
3.3. Parámetros sistema propuesto en Chalmers . . . . .	55
3.4. Comparativa de las características de los diferentes sistemas . . . . .	56
5.1. Comparativa en complejidad . . . . .	131
5.2. Listado de símbolos del alfabeto, ocurrencias de esos símbolos y número de bits con los que se codifica en la codificación <i>Huffman</i> y código . . . . .	166



# Glosario

4G	Cuarta Generación Móvil
ADC	Analog to Digital Converter
AGC	Automatic Gain Control
AE	Adaptación del Enlace
ABS	Adaptación de Sub-Banda
ARQ	Automatic Repeat Request
ASP	Adaptación de Sub-Portadora
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BS	Base Station
BLUE	Best Linear Unbiased Estimator
CAZAC	Constant Amplitude Zero Auto Correlation
CNR	Carrier to Noise Ratio
CORDIC	COordinate Rotation DIgital Computer
CP	Cyclic Prefix
CP-OFDM	Cyclic Prefix OFDM
DA	Data Aided
DAC	Digital to Analog Converter
DAPSK	Differential Adaptive PSK
DECT	Digital Enhanced Cordless Telecommunications
DFE	Decision Feedback Equalization
DFT	Discrete Fourier Transform
DLL	Digital Lock Loop
DMT	Digital Multi Tone

DSP	Digital Signal Processor
DTMF	Dual Tone Multi Frequency
FEC	Forward Error Correction
FDD	Frequency Division Duplexing
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FM	Frequency Modulation
FMT	Filtered Multi-Tone
FPGA	Field Programmable Gate Array
FSK	Frequency Shift Keying
GI	Guard Interval
GIB	Guard Interval Based
HF	High Frequency
H-OFDM	Hybrid OFDM
HSDPA	High Speed Downlink Packet Access
HSUPA	High Speed Uplink Packet Access
ICI	Inter Carrier Interference
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IF	Intermediate Frequency
ISI	Inter Symbol Interference
LCH	Leader Channel
LMDS	Local Multipoint Distribution System
LS	Least Square
LOS	Line of Sight
LTI	Linear Time Invariant
MA	Modulación Adaptativa
MAC	Medium Access Control
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MIT	Massachusetts Institute of Technology
MLE	Maximum Likelihood Estimator
MLS	Maximum Length Sequences

MUDi	Multi-User Diversity
MUI	Multi-User Interference
MSE	Mean Square Error
NDA	Non Data Aided
NLOS	Non Line of Sight
NPSA	Non Pilot Symbol Aided
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
OPS	Orthogonal Pilot Sequences
PAGCH	Paging and Access Grant Channel
PAR	Peak-to-Average power Ratio
PSK	Phase Shift Keying
PSA	Pilot Symbol Aided
RA	Random Access sequences
RACH	Random Access Channel
SER	Symbol Error Rate
SISO	Single Input Single Output
SNR	Signal to Noise Ratio
SVM	Support Vector Machine
TCM	Trellis Coded Modulation
TDD	Time Division Duplexing
TDMA	Time Division Multiple Access
VDSL	Very high Digital Subscriber Loop
WATM	high rate Wireless Asynchronous Transfer Mode
WMAN	Wireless Metropolitan Area Network
WLAN	Wireless Local Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network
ZP-OFDM	Zero-Padded OFDM



# Símbolos

Símbolo	Descripción
$\delta f$	Desplazamiento de frecuencia normalizado a $\Delta f$
$\delta f_u$	Desplazamiento de frecuencia normalizado a $\Delta f_u$ del usuario $u$
$\hat{\delta} f_{Daffara}$	Estimación del desplazamiento de frecuencia normalizado propuesto en [Daffara & Chouly, 1993]
$\hat{\delta} f_{Beek}$	Estimación del desplazamiento de frecuencia normalizado propuesto en [van de Beek et al., 1997]
$\hat{\delta} f_{Keller}$	Estimación del desplazamiento de frecuencia normalizado [Keller et al., 2001]
$\hat{\delta} f_{Kim}$	Estimación del desplazamiento de frecuencia normalizado [Kim et al., 2000]
$\hat{\delta} f_{Minn-Letaief}$	Estimación del desplazamiento de frecuencia normalizado [Minn et al., 2003a]
$\hat{\delta} f_{Moose}$	Estimación del desplazamiento de frecuencia normalizado [Moose, 1994]
$\hat{\delta} f_{Shi}$	Estimación del desplazamiento de frecuencia normalizado [Shi & Serpedin, 2004]
$\hat{\delta} f_{Song}$	Estimación del desplazamiento de frecuencia normalizado [Song et al., 2000]
$\hat{\delta} f_{Zhang}$	Estimación del desplazamiento de frecuencia normalizado [Zhang et al., 2004]
$\hat{\delta} f_{Zheng}$	Estimación del desplazamiento de frecuencia normalizado [Zheng et al., 2004b]
$\hat{\delta} f_{ZhengDVBT}$	Estimación del desplazamiento de frecuencia normalizado [Zheng et al., 2004a]
$\hat{\delta} f_t$	Estimación del desplazamiento de frecuencia normalizado
$\hat{\delta} f_r(s)$	Estimación del desplazamiento de frecuencia relativo
$\bar{\gamma}_b$	Energía media por bit

$\beta$	Patrón de signos de piloto
$\gamma$	SNR gap
$\Delta f$	Separación entre sub-portadoras
$\Delta f_u$	Separación entre sub-portadoras del usuario $u$
$\kappa_x$	Kurtosis de la señal utilizada en [Yao & Giannakis, 2005]
$\eta_k$	Ruido extra en la sub-portadora $k$ debido a errores en la estimación de canal
$\phi$	Diferencia de fases
$\lambda$	Longitud de onda
$\lambda_s$	Tasa de solicitud de sincronización de los terminales
$\mu$	Entropía del símbolo
$\dot{\mu}$	Número de bits codificados en <i>Huffman</i>
$\nu_c$	Número de muestras de adelanto
$\bar{\gamma}$	Relación señal a ruido media
$\sigma^2$	Varianza del ruido AWGN
$\sigma_\tau$	Dispersión de retardo rms
$\sigma_{ICImu}^2$	Varianza de la interferencia entre sub-portadoras multi-usuario
$\sigma_{ICIsu}^2$	Varianza de la interferencia entre sub-portadoras mono-usuario
$\sigma_{X_k}^2$	Varianza de los datos modulados en portadora $k$
$\sigma_w^2$	Varianza del ruido AWGN
$\tau$	Desajuste temporal entre transmisor y receptor
$\tau_m$	Máxima dispersión de retardos del canal
$\rho$	Rendimiento del sistema
$v[n]$	Correlación para sincronización temporal basada en CP propuesta en [van de Beek et al., 1997]
$v_{Keller}[n]$	Correlación para sincronización temporal basada en CP propuesta en [Keller et al., 2001]
$\varphi[m]$	Función de ponderación de fases
$\zeta$	Número de tramas mínimo a predecir por parte del predictor de canal
$\omega_k$	Pulsación en sub-portadora $k$
$\mathcal{N}$	Conjunto de sub-portadoras en las que se transmite



$\Xi_{Minn}$	Preámbulo propuesto en [Minn et al., 2000]
$\Xi_{Morelli}$	Preámbulo propuesto en [Morelli & Mengali, 1999]
$\Xi_{Nogami}$	Preámbulo propuesto en [Nogami & Nagashima, 1995]
$\Xi_{Park}$	Preámbulo propuesto en [Park et al., 2003]
$\Xi_{Ren}$	Preámbulo propuesto en [Ren et al., 2004]
$\Xi_{Sch}$	Preámbulo propuesto en [Schmidl & Cox, 1997]
$\Xi_{Shi}$	Preámbulo propuesto en [Shi & Serpedin, 2004]
$\Xi_{Song}$	Preámbulo propuesto en [Song et al., 2000]
$\Xi_{Tufvesson}$	Preámbulo propuesto en [Tufvesson et al., 1999b]
$\Xi_{Zhang}$	Preámbulo propuesto en [Zhang et al., 2004]
$\psi[m]$	Estimación fases
$\chi$	Relación pico a media de la señal
$\mathcal{N}_u$	Conjunto de sub-portadoras del usuario $u$
$A_k$	Espectro de la sub-portadora $k$
$A_{k,u}$	Espectro de la sub-portadora $k$ perteneciente al usuario $u$
$\hat{B}$	Número medio de bits transmitidos correctamente
$B_C$	Ancho de banda de coherencia del canal
$\hat{C}_e$	Capacidad ergódica en presencia de errores en la estimación de canal
$\hat{C}_L$	Pérdidas en capacidad ergódica debidas a los errores
$C$	Capacidad ergódica del canal
$E$	Energía de la señal modulada
$H_\mu$	Entropía <i>Huffman</i>
$H_k$	Respuesta del canal en la sub-portadora $k$ -ésima
$\hat{H}_k$	Estimación de la respuesta del canal en la sub-portadora $k$ -ésima
$I_k$	Interferencia en la sub-portadora $k$
$I_{k,u}$	Interferencia del usuario $u$ en sub-portadora $k$
$J_{Yao}(\hat{\delta}f)$	Función a minimizar para estimación de la desviación de frecuencia propuesto en [Yao & Giannakis, 2005]
$K_S$	Número de símbolos sobre los que se realiza el promedio
$L$	Tamaño ventana de correlación

$L_{ISI}$	Número de símbolos de interferencia
$L_{PN}$	Longitud de la secuencia PN
$L_m$	Número de rayos o multi-caminos del canal
$M[n]$	Métrica para sincronización temporal propuesta en [Schmidl & Cox, 1997]
$M_{Kim}[n]$	Métrica para sincronización temporal propuesta en [Kim et al., 2000]
$M_{Minn}[n]$	Métrica para sincronización temporal propuesta en [Minn et al., 2000]
$M_{Minn-Letaief}[n]$	Métrica para sincronización temporal propuesta en [Minn et al., 2003a]
$M_{Mochizuki}[n]$	Métrica para sincronización temporal propuesta en [Mochizuki, 1998]
$M_{Morelli}[n]$	Métrica para sincronización temporal propuesta en [Morelli & Mengali, 1999]
$M_{Park}[n]$	Métrica para sincronización temporal propuesta en [Park et al., 2003]
$M_{Ren}[n]$	Métrica para sincronización temporal propuesta en [Ren et al., 2004]
$M_{Shi}[n]$	Métrica para la sincronización temporal propuesta en [Shi & Serpedin, 2004]
$M_{Zhang}[n]$	Métrica para la sincronización temporal propuesta en [Zhang et al., 2004]
$M_{Zheng}[n]$	Métrica para la sincronización temporal propuesta en [Zheng et al., 2004b]
$M_{Zheng\ DVB-T}[n]$	Métrica para la sincronización temporal propuesta en [Zheng et al., 2004a]
$M_f$	Número entero de sub-portadoras de desplazamiento
$N$	Número de sub-portadoras del sistema
$N_L$	Número de partes en las que se divide el preámbulo
$N_{SS}$	Número de pedazos en los que se divide el preámbulo
$N_T$	Número máximo de modulaciones a utilizar
$N_c$	Número de productos utilizados para calcular la <i>sinc</i>
$N_g$	Número de muestras del intervalo de guarda
$N_k$	Número de sub-portadoras utilizadas
$N_l$	Número de símbolos OFDM transmitidos
$N_n$	Número de fuentes
$N_m$	Número de destinos
$N_p$	Número de sub-portadoras piloto
$N_{pg}$	Número de muestras de pre-guarda

$N_q$	Número de símbolos OFDM de promedio
$N_{sr}$	Número de muestras entre símbolos de referencia
$O$	Retardo en calcular los productos
$O_s$	Contribución parcial de sub-portadoras piloto adyacentes
$P[n]$	Correlación para sincronización temporal propuesta en [Schmidl & Cox, 1997]
$P_{Minn}[n]$	Correlación para sincronización temporal propuesta en [Minn et al., 2000]
$P_{Minn-Letaief}[n]$	Correlación para sincronización temporal propuesta en [Minn et al., 2003a]
$P_{Mochizuki}[n]$	Correlación para sincronización temporal propuesta en [Mochizuki, 1998]
$P_{Morelli}[n]$	Correlación para sincronización temporal propuesta en [Morelli & Mengali, 1999]
$P_{Park}[n]$	Correlación para la sincronización temporal propuesta en [Park et al., 2003]
$P_{Ren}[n]$	Correlación para la sincronización temporal propuesta en [Ren et al., 2004]
$P_{Shi}[n]$	Correlación para la sincronización temporal propuesta en [Shi & Serpedin, 2004]
$P_{Tufvesson}[n]$	Correlación para la sincronización temporal propuesta en [Tufvesson et al., 1999b]
$P_{Yang}[n]$	Correlación para la sincronización temporal gruesa propuesta en [Yang et al., 2000]
$P_{Zhang}[n]$	Correlación para la sincronización temporal propuesta en [Zhang et al., 2004]
$P_{Zheng}[n]$	Correlación para la estimación de desviación de frecuencia propuesta en [Zheng et al., 2004b]
$P_q$	Probabilidad de que el canal soporte $q$ bits
$Pr_{col}$	Probabilidad de colisión
$R[n]$	Cálculo de la energía del preámbulo propuesto en [Schmidl & Cox, 1997]
$R_{Minn}[n]$	Cálculo de la energía del preámbulo propuesto en [Minn et al., 2000]
$R_{Minn-Letaief}[n]$	Cálculo de la energía del preámbulo propuesto en [Minn et al., 2003a]
$R_{Mochizuki}[n]$	Cálculo de la energía del preámbulo propuesto en [Mochizuki, 1998]
$R_{Morelli}[n]$	Cálculo de la energía del preámbulo propuesto en [Morelli & Mengali, 1999]
$R_{Park}[n]$	Cálculo de la energía del preámbulo propuesto en [Park et al., 2003]

$R_{Ren}[n]$	Cálculo de la energía del preámbulo propuesto en [Ren et al., 2004]
$R_{Shi}[n]$	Cálculo de la energía del preámbulo propuesto en [Shi & Serpedin, 2004]
$T$	Tiempo completo de símbolo OFDM. $T = T_g + T_s$
$T_C$	Tiempo de Coherencia del canal
$T_g$	Duración del prefijo cíclico
$T_s$	Tiempo de símbolo OFDM
$T_{simb}$	Tiempo de símbolo
$T_{on}$	Tiempo de transmisión
$V$	Tamaño de la ventana en el algoritmo de frecuencia enventanada
$W$	Función de ponderación de la métrica en [Mochizuki et al., 1999]
$W_k$	Señal de ruido AWGN en sub-portadora $k$
$X_k$	Señal modulada en sub-portadora $k$
$Y_k$	Señal modulada recibida en sub-portadora $k$
$a_u$	Inicio de sub-portadoras para usuario $u$
$a_W$	Pendiente de la rampa
$b_u$	Fin de sub-portadoras para usuario $u$
$b_n^t$	Índice de modulación de las sub-portadoras en el <i>bin</i> $n$ de la trama $t$
$c$	Señal remodulada
$\hat{c}$	Capacidad estimada del sistema
$f_m$	Frecuencia Doppler
$g(\mathbf{H}, \kappa_x)$	Función propuesta en [Yao & Giannakis, 2005]
$k$	Índice de portadoras
$l_n$	Líder $n$
$m_i^t$	Media en el algoritmo de enventanado en frecuencia en la trama $t$ en la ventana $i$
$n$	Índice temporal de muestras
$p_s$	Patrón de signos en el preámbulo
$q$	Número de bits por símbolo
$r[n]$	Señal recibida
$r_{av}$	Promediado de la métrica propuesta en [Zheng et al., 2004b]

$th_q$	Umbral para transmitir $q$ bits en un canal Rayleigh
$\hat{n}_{orig}$	Estimación de muestra inicial del símbolo OFDM



# Capítulo 1

## Introducción

Las comunicaciones inalámbricas se están abriendo un hueco cada vez más importante en nuestra sociedad y se prevé que en los próximos años su interés y su uso siga creciendo, dando lugar también a un incremento en las exigencias que, sobre las prestaciones de los sistemas, se solicitarán por parte de los usuarios (al menos comparables a las tecnologías cableadas). Esto es debido a que cada vez son más accesibles por parte del público en general. No es difícil imaginar que existe una mayor variedad de problemas relacionados con el canal móvil que con un canal de cable (par trenzado, de cobre, fibra óptica ...). En concreto, el denominado efecto de desvanecimiento (o *fading* en la literatura anglosajona), causado por la propagación multi-trayecto que sufre la señal desde el transmisor al receptor, es uno de los principales. El hecho de que la señal llegue por múltiples caminos al receptor hace que éste reciba, en lugar de una señal limpia y sólo atenuada por efecto de la distancia (pérdidas en espacio libre), una señal compuesta por la energía repartida entre todos y cada uno de los caminos que ha seguido la señal hasta llegar al receptor, lo que puede llegar a ocasionar que ésta se pierda completamente (cuando las contribuciones debidas a las diferentes rutas se sumen en oposición de fase) y desde luego, con un nivel alto de interferencia intersimbólica por causa de la dispersión de retardos entre los diferentes caminos.

Desde hace tiempo se viene aprovechando la diversidad que el multi-trayecto ofrece. Para hacer uso de esta diversidad existen dos estrategias bien diferenciadas: procesar la señal en frecuencia o hacerlo en el tiempo. Como exponente del primer grupo las técnicas OFDM (Multiplexado por División en Frecuencias Ortogonales - *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) [Bingham, 1990] además, ofrecen grandes ventajas como son, la flexibilidad,

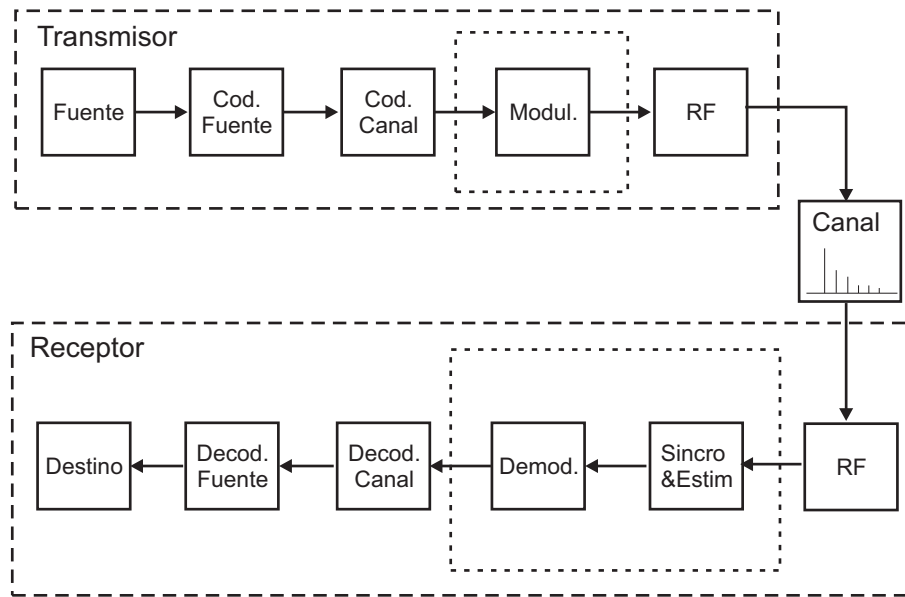
sencillez y robustez. Al segundo grupo pertenece CDMA (Acceso Múltiple por División en Código - *Code Division Multiple Access*), aprovechando la diversidad del multi-trayecto a través del uso de receptores RAKE. Ambas estrategias tienen sus ventajas y sus inconvenientes. En la presente Tesis se ha optado por analizar y mejorar algunas de las limitaciones que las técnicas OFDM presentan en entornos multi-usuario.

### 1.1. Los sistemas de comunicaciones radio

Con el fin de enmarcar el contenido y las aportaciones de esta Tesis, se ofrece una breve descripción sobre los sistemas de comunicaciones radio. En general, un sistema de comunicaciones radio se puede dividir en los grandes bloques mostrados en la figura 1.1. En primer lugar existen una o varias fuentes de información: una cámara de video, una aplicación web, un reproductor de audio, un teléfono, un sensor, o, en general, cualquier aplicación o dispositivo capaz de generar información útil para ser transmitida. Como se puede imaginar, estas fuentes pueden ser de lo más heterogéneas. Esta información, en lugar de enviarse directamente, se codifica de cierta forma para aprovechar las características de la fuente, y ser más eficiente y/o resistente a posibles errores en la transmisión, mediante el codificador de fuente. La literatura en codificación de fuente es muy abundante. Así se tienen estándares para la transmisión/almacenamiento de video como el MPEG 2 [ISO-IEC, 2000], de audio como el *MP3* [(MPEG), 1994] (parte del estándar anterior), de imágenes como el JPEG [JPEG, 1994] o JPEG2000 [JPEG, 2000], etc...

Una vez se ha codificado de forma adecuada en uno o varios flujos de datos en función de la fuente de información, estos datos se codifican de nuevo para ser enviados por el canal de comunicaciones. Para los canales móviles, se suelen utilizar códigos bloque o convolucionales, para permitir la detección y/o corrección de errores, también se suele hacer un entrelazado de los datos para evitar los errores a ráfagas. Este campo también es prolífico en cuanto a investigaciones. Aunque recientemente no son pocas las propuestas de transformar este paradigma de independizar la codificación de fuente y de canal y proponen realizar una codificación conjunta fuente-canal, como por ejemplo en [Arikan & Merhav, 1998], [Cai & Chen, 2000], [Kwon & Kyoong Kim, 2002], [Kliewer & Thobasen, 2003], [Merhav & Shamai, 2003] o [Heinen & Vary, 2005], por citar algunos.




 Figura 1.1: *Sistema genérico de comunicaciones radio*

Después, estos datos se modulan para poder ser transmitidos adecuadamente y se entregan a la etapa o etapas de radio frecuencia <sup>1</sup>. Esta Tesis, se centra en este bloque para la modulación concreta OFDM en entornos multi-usuario además de en los otros dos recuadrados en la figura. Aunque la literatura existente en el campo de las modulaciones es muy extensa, y en concreto OFDM es una tecnología ya madura, para el caso multi-usuario todavía no está plenamente desarrollada.

Una vez la señal atraviesa el canal de comunicaciones, llega al receptor. Éste, una vez toma la señal, y, tras pasar por la etapa de radio frecuencia <sup>2</sup>, tiene que sincronizarse con el transmisor. También, si se desea utilizar demodulación coherente, es preciso estimar el canal. Las siguientes etapas del receptor, son las complementarias del transmisor, se demodula la señal, se decodifica y corrigen los posibles errores en el decodificador de canal para después entregar ese flujo o flujos de datos al decodificador de fuente, que los transformará de forma adecuada para su reproducción en la aplicación correspondiente (video, audio, web, texto ...).

<sup>1</sup>Generalmente se suelen utilizar etapas de frecuencia intermedia (IF - *Intermediate Frequency*). Es en este bloque donde además se suele transformar la señal de digital a analógica por medio de los conversores digital-analógicos, DAC (*Digital to Analog Converter*), se filtra y se amplifica.

<sup>2</sup>En esta etapa, entre otras cosas, se muestrea y se transforma en digital mediante los conversores Analógico-digitales (ADC - *Analog to Digital Converter*).

## 1.2. Objetivos

La presente Tesis se centrará por tanto, en solucionar y/o extender resultados ya conocidos para el escenario de un solo usuario, a sistemas multi-usuario. Desde este punto de vista, la Tesis se dividirá en dos partes: una primera, que versará sobre el análisis y la mejora de la sincronización en OFDM (tanto en tiempo como en frecuencia) en entornos multi-usuario, mientras que la segunda tratará temas relacionados con la Modulación Adaptativa [Gesbert & Jr, 2002] para mejorar las prestaciones e incrementar la capacidad de estos sistemas.

En la primera parte de esta Tesis se mostrarán las aportaciones hechas para mejorar los problemas de sincronización de sistemas OFDM multi-usuario, en especial de sistemas OFDMA (Acceso múltiple por división en frecuencias ortogonales - *Orthogonal Frequency Division Multiple Access*). En este tipo de sistemas OFDMA, que exista un usuario mal sincronizado no sólo es causa de que éste no pueda transmitir o recibir, sino que además, interfiere en el resto de terminales en el sistema e impide la comunicación de todos ellos, puesto que en los sistemas OFDMA los equipos comparten la señal en el tiempo dividida en frecuencias ortogonales. Si algún usuario se encuentra muy desalineado con el resto, les interferirá, causando la degradación de la señal recibida en todos los terminales.

La literatura que aborda los problemas de sincronización en sistemas OFDM es bastante extensa; Algunas de las últimas referencias que proponen buenas soluciones son [Minn et al., 2003a], [Shi & Serpedin, 2004] o [Zheng et al., 2004b]. No obstante, prácticamente todo el trabajo se dirige a la sincronización de un sólo usuario, y de ahí la importancia de los resultados de esta Tesis.

Dado que existen técnicas suficientemente buenas y probadas para resolver los problemas de sincronización en OFDM para el caso de un sólo usuario, la Tesis aporta una forma de aprovechar toda la potencia de estas técnicas y extenderla al caso de múltiples usuarios, reduciendo el problema OFDMA a un problema OFDM tradicional. Para ello, se presenta el “*Procedimiento del Líder*”, que adquiere especial relevancia en el caso de redes *ad-hoc*, como se verá a lo largo del desarrollo de la primera parte de la Tesis.

Asimismo, se aporta una forma sencilla y eficiente de realizar el seguimiento (*tracking* en la literatura anglosajona) de la desviación (*offset*) de frecuencia a lo largo de la transmisión de paquetes, para eliminar la desviación residual causada por la estimación no perfecta de la desviación de frecuencia, y mejorar de este modo, las prestaciones globales del sistema [Jiménez et al., 2004b], aplicable tanto en sistemas OFDM como OFDMA.

Por otro lado, en la segunda parte de la Tesis, se abordarán temas relacionados con la diversidad multi-usuario y la modulación adaptativa. La diversidad multi-usuario consiste básicamente, en aprovechar que diferentes usuarios experimentarán un canal distinto y que, a medida que el número de usuarios aumenta, la probabilidad de que algún usuario disponga de un canal bueno, también aumenta. De este modo, siempre habrá algún equipo que pueda transmitir en buenas condiciones, lo que incrementa la capacidad del sistema [Larsson, 2004]. Por otra parte, la modulación adaptativa asigna una mayor cantidad de información cuando el canal o canales son buenos y una menor cantidad cuando éstos son peores. De esa forma, se aprovecha de manera óptima el canal, enviando siempre la tasa de información adecuada al tipo de canal en cada momento. Por supuesto, en OFDM la granularidad del uso del canal son las sub-portadoras, lo que hace muy adecuado este tipo de técnicas en conjunción con OFDM para sacar el máximo partido a los canales. Si además la tecnología es OFDMA, se aprovecha también la diversidad multi-usuario, dotando a este tipo de sistemas de gran potencia. De hecho, ésta es una de las razones por las que se propone este tipo de sistemas para la Super 3G o para cuarta generación (4G) móvil [Qui & Chawla, 1999] o [Dahlman et al., 2005].

No obstante, no todo son ventajas, existe un incremento en la complejidad del sistema para poder aprovechar el potencial, siendo además necesario enviar una información de realimentación hacia el transmisor indicándole la modulación que debe utilizar en la siguiente trama (dado que la información de canal en sistemas FDD (Duplexación por división en frecuencia - *Frequency Duplex Division*) está disponible en el receptor mediante estimación). Por otra parte, el hecho de optimizar la transmisión de potencia en relación a la calidad del canal hace un uso de ésta mucho mejor y por tanto, reducirá la energía total emitida (además se evitan retransmisiones debidas a errores, evita interferencias...). Y esto repercute en una mayor vida de las baterías y una menor cantidad de energía absorbida por los usuarios, es decir, mayor salud tanto para los equipos como para las personas que los utilizan.

En este aspecto, la Tesis aporta un estudio sobre cómo mejora la tasa efectiva de transmisión (*throughput* en la literatura anglosajona) del sistema utilizando modulación adaptativa, así como cuándo es conveniente utilizarla [Jiménez & Armada, 2004a]. Además se presenta un análisis sobre los efectos que tienen posibles errores en la estimación de canal, es decir, que en el transmisor no se disponga de la información exacta del canal [Jiménez et al., 2005b]. Por último, dado que la cantidad de información a realimentar puede ser muy elevada, la Tesis aporta ideas de cómo reducir este flujo y de cómo comprimirlo utilizando la alta correlación tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia de esta información. Es decir, facilita su implementación práctica y aumenta la capacidad del sistema [Jiménez et al., 2005a].

### 1.3. Organización y contribuciones de la tesis

A continuación se describe brevemente la metodología utilizada para la realización de esta Tesis, así como la organización de la misma.

#### 1.3.1. Metodología

Durante la realización de esta Tesis, se ha empleado una metodología empírica y pragmática para el diseño de las soluciones que se aportan en la Tesis, teniendo siempre presente las restricciones y limitaciones que los sistemas físicos presentan: consumo, complejidad... Asimismo, siempre han estado soportadas por un estudio teórico previo. Por otra parte, se han utilizado las simulaciones para verificar los estudios teóricos presentados, así como para la validación práctica de algunas de las soluciones. Cabe destacar que el algoritmo de seguimiento de la desviación de frecuencia ha sido implementado físicamente en un sistema real destinado a ser banco de pruebas de sistemas OFDM basados en la transmisión de paquetes [Burgos et al., 2003]. Por lo tanto, también se ha tenido en cuenta el modelado e implementación de sistemas de comunicaciones.

#### 1.3.2. Organización

La Tesis, como se acaba de comentar, se presenta dividida en dos partes diferenciadas: una parte dedicada a la sincronización OFDM en entornos multi-usuario y una segunda, centrada principalmente en la modulación adaptativa y su implementación en sistemas multi-usuario. A continuación se muestra en la figura 1.2 la estructura más en detalle.

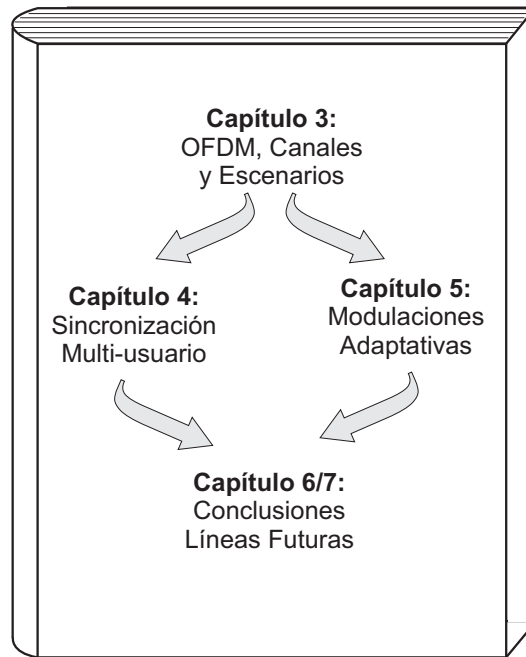


Figura 1.2: *Organización de la Tesis*

Dado que la Tesis se enmarca dentro de las modulaciones multi-portadora, en concreto OFDM y OFDMA, en el capítulo 3 se explican brevemente los principios básicos de las modulaciones multi-portadora, así como los canales radio que van a ser utilizados durante el desarrollo de la Tesis para probar los resultados de los algoritmos propuestos. Asimismo también se hace una breve descripción de los sistemas y escenarios en los cuales se han ensayado cada una de las propuestas. Este capítulo 3 sentará las bases y herramientas que luego se utilizarán en el resto del documento.

Las dos partes a las que se ha hecho alusión al comienzo se plasman en dos capítulos, el 4 y el 5. En el primero de ellos, dedicado a la sincronización multi-usuario en OFDM se describe en detalle el problema de la sincronización en este tipo de sistemas, tanto mono-usuario como multi-usuario, así como se realizan las dos aportaciones que, en este campo, se proponen en esta Tesis: la primera, un algoritmo de seguimiento para el desplazamiento de la frecuencia utilizando las sub-portadoras piloto (incluso cuándo éstas son escasas), aplicable tanto a sistemas mono-usuario como multi-usuario. Y la segunda, un procedimiento para reducir el problema de la sincronización multi-usuario en redes *ad-hoc* de área local, a uno mono-usuario, ampliamente estudiado y en dónde existe abundante literatura y soluciones, permitiendo la re-utilización de todas ellas. La primera de estas aportaciones, se encuentra centrada en el receptor, bloque de

sincronización y estimación de canal de la figura 1.1, mientras que la segunda, se encuentra tanto en el transmisor como en el receptor, en los bloques recuadrados.

Después, en el capítulo 5, se aborda el estudio de la modulación adaptativa desde el punto de vista pragmático, aportando estudios tanto teóricos como empíricos (obtenidos mediante simulación), sobre aspectos de la implementación de los sistemas con modulación adaptativa: cuándo es recomendable su uso, cómo afectan los errores en la estimación de canal.

Por último, se aportan también algoritmos para reducir y comprimir la información de realimentación, necesaria en la implementación de este tipo de sistemas, haciendo, de esta forma, más sencilla su realización práctica. Todas estas aportaciones están orientadas tanto al transmisor como al receptor.

Para finalizar, en el capítulo 6 se resumen las principales conclusiones que se pueden extraer de la Tesis.

Existen además dos apéndices, en uno de ellos, apéndice A, se muestra el desarrollo de las fórmulas obtenidas en uno de los apartados del capítulo 5. En el otro, apéndice B, se muestra una relación de todas las publicaciones relacionadas con la Tesis y aquellas que, no estando directamente relacionadas, han sido realizadas en el mismo campo de las modulaciones multi-portadora.

### 1.3.3. Contribuciones

Las aportaciones de la Tesis se pueden dividir también en las dos partes en las que se ha organizado la Tesis:

En primer lugar, en lo relativo a la sincronización, se aportan dos aspectos importantes:

- *Seguimiento del desplazamiento de frecuencia*: se aporta un algoritmo sencillo y eficiente, para realizar de un modo eficaz el seguimiento del desplazamiento de frecuencia utilizando las sub-portadoras piloto repartidas en los símbolos OFDM, incluso aunque el número de éstas sea muy reducido, se comprueba que las prestaciones obtenidas cuando se utiliza este seguimiento son muy buenas [Jiménez et al., 2004b].

- *Reducción de los problemas de sincronización multi-usuario a mono-usuario:* por medio del “*Procedimiento del Líder*”: en este aspecto se evalúan las prestaciones del algoritmo propuesto para los diferentes entornos WPAN, evaluando la tasa de adquisición del líder, tiempos de retardo y eficiencia. También se aporta una solución distribuida que todavía reduce el consumo de potencia aún más [Jiménez & Armada, 2005].

Y en la segunda parte, relacionada con la Modulación Adaptativa, se aportan tres aspectos:

- *Conveniencia de la Modulación Adaptativa:* un análisis de cuándo es conveniente utilizar la modulación adaptativa y cuándo no compensa incrementar la complejidad del sistema por la ganancia obtenida. Lo cual se evalúa en diferentes escenarios [Jiménez & Armada, 2004a].
- *Efecto de Errores en la Estimación de canal:* un análisis del impacto que, sobre la capacidad media, tienen los errores en la estimación de canal cuando se utiliza modulación adaptativa. Se aportan cotas numéricas que aproximan de forma muy precisa el comportamiento de la capacidad en presencia de errores de estimación de canal, verificándolas con los resultados en simulación [Jiménez et al., 2005b].
- *Reducción de la Información de Realimentación:* se aportan esquemas para reducir y comprimir la información de realimentación en sistemas que utilicen modulación adaptativa. Se analizan y evalúan diferentes escenarios para comprobar las tasas de compresión alcanzables [Jiménez et al., 2005a].

Todas estas aportaciones han sido publicadas en revistas y en conferencias internacionales de reconocido prestigio, como se muestra en el apéndice B de esta Tesis.





## Capítulo 2

# Introduction (En Inglés)

Wireless communications have nowadays an important impact in our developed societies and it is likely that this interest will grow more and more in the future, leading therefore to an increase in the exigencies of users on the system performance (at least comparable to the wired technologies). The reason of this growth is because every day they are more accessible for the general public. It is not difficult to imagine that there are more problems related to the mobile channels than wired-ones (twisted pair, copper, optical fiber...). In particular, the so-called fading effect, caused by the multi-path propagation is one of the main problems. The fact that the signal reaches by multiple ways (multi-path) the receiver causes that, at the receiver, instead of arriving a clean signal only attenuated by the effect of the distance (free space losses), it receives a composite signal by the distributed energy among all and each one of the ways that has followed until reaching the receiver, and therefore signal can be lost completely (when the contributions due to the different routes are added in phase opposition) and of course, with a high level of inter-symbol interference due to the delay spread.

To take advantage of multi-path diversity is not a new idea. Two main strategies exist: either process the signal in frequency or do it in time. As an exponent of the first group, we have OFDM (*Orthogonal Frequency Multiplexing Division*) [Bingham, 1990] that, in addition offers great advantages as flexibility, simplicity and robustness. On the other group, CDMA is the main technique (*Multiple Code Division Access*), leveraging of the multi-path diversity through the use of RAKE receivers. Both strategies have their advantages and their disadvantages. The analysis and improvement of some of the limitations in OFDM techniques for multi-user environments are the subject of this Thesis.

## 2.1. Radio Communication's Systems

In order to establish the framework of this Thesis, a brief description on the radio communication systems is given. In general, a radio system can be divided in the black-boxes shown in the figure 2.1. First of all, there are one or several information sources: a cam recorder, a Web application, an audio player, a telephone, a sensor, and, in general, any device able to produce useful information to be transmitted. These sources can be very heterogenous. This information, instead of being transmitted directly, is encoded in a certain way in order to take advantage of the source characteristics, and to be more efficient and/or robust against errors in the transmission, by using the source encoder. Literature in source coding is very wide. There are standards for video transmitting/storing, like MPEG 2 [ISO-IEC, 2000], for audio as *MP3* [(MPEG), 1994] (part of the previous standard), for images like the JPEG [JPEG, 1994] or JPEG2000 [JPEG, 2000], etc...

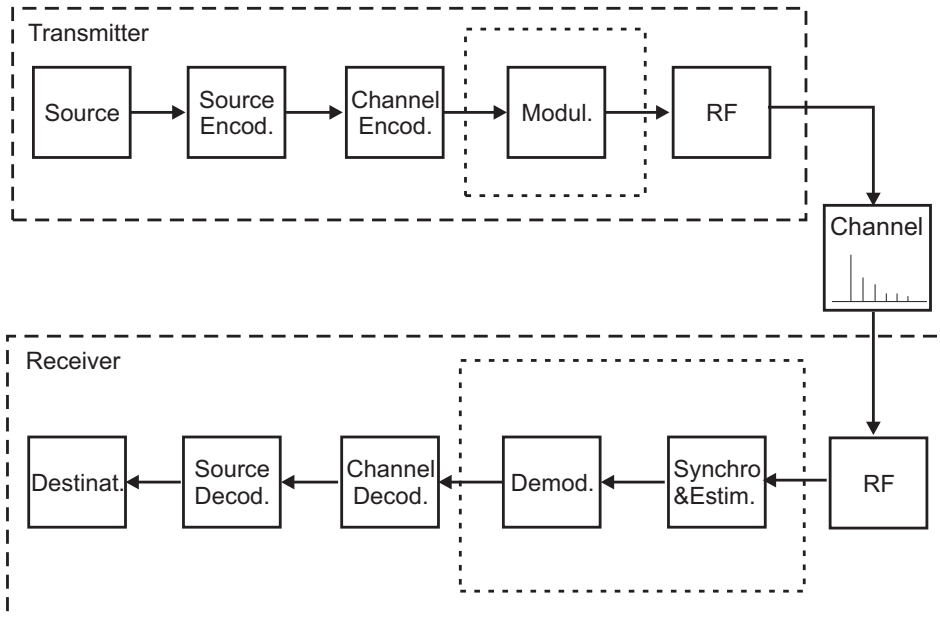


Figura 2.1: *Generic Radio Communication's System*

Once the bit-stream has been encoded in one or several data flows based on the information source, these data are encoded again to be transmitted by the communication channel. In the case of mobile channels, usually they are encoded by using block or convolutional codes, in order to allow the detection and/or correction of errors, also they are interleaved for avoiding bursty errors. Research in this field is also abundant. Although recently there are many proposals for

transforming this paradigm of encoding independently source and channel into a new one, joint source-channel coding, like for example in [Arikan & Merhav, 1998], [Cai & Chen, 2000], [Kwon & kyoon Kim, 2002], [Kliewer & Thobasen, 2003], [Merhav & Shamai, 2003] or [Heinen & Vary, 2005].

Later, data are modulated in order to be transmitted and are lead to the radio frequency(ies) stage(s) <sup>1</sup>. One of the topics of this Thesis is focused in this block for the specific modulation of OFDM in multi-user environments. Although existing literature in the field of the modulations is very extensive, and in particular OFDM is an already mature technology, the multi-user scenario is still not totally developed.

Once the signal has crossed the communication channel, it arrives at the receiver. This one, after passing through the radio frequency stage <sup>2</sup>, has to get synchronised with the transmitter. Also, if coherent demodulation will be used, channel estimation has to be performed. The following stages of the receiver, are the complementary ones to the transmitter, demodulating the signal, decoding and error correcting and conveying the data flows to the source decoder, that will transform them into something adequate to be used in the corresponding application (video, audio, Web, text...).

## 2.2. Objectives

The present Thesis is focused on solving and/or extending already well-known results for the single-user scenario, to multi-user systems. From this point of view, the Thesis is divided in two parts: first one, referring to improve OFDM and OFDMA synchronization (in time and frequency), whereas second one is related to the Adaptive Modulation [Gesbert & Jr, 2002] in order to improve the performance and to increase the capacity of these systems.

In the first part of the Thesis, OFDM synchronization problems in multi-user environments, especially OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*) will be approached. If one terminal has a misalignment in time and/or frequency, it will affect not only to its transmission but also to the other terminals because all the devices share the signal in time and orthogonal

---

<sup>1</sup>Usually there exist IF (*Intermediate Frequency*) stages. It is in this block where usually signal is converted to analog by using DAC (*Digital to Analog Converter*), and filtered.

<sup>2</sup>In this stage, among other tasks, signal is sampled and digitalised ADC (*Analog to Digital Converter*).

frequencies (the orthogonality would be lost in this case). If the misalignment of one terminal is very large it will interfere to the others seriously.

The literature on these topics is very wide. Some recent proposals that offer very good performance are [Minn et al., 2003a], [Shi & Serpedin, 2004] or [Zheng et al., 2004b]. However, almost all the work is referring to the single-user scenario. For this reason the contribution of this Thesis is important.

Since there are a lot of good solutions for the OFDM single-user synchronization problem, this Thesis proposes a procedure that reduces the multi-user OFDMA problem into a single-user OFDM, and therefore it allows the reuse of all the existing techniques in the literature. This procedure is called: *The leader Procedure* and is very suited to the *ad-hoc* scenario. It will be shown in the Thesis.

Besides, the Thesis proposes an efficient and simple algorithm for performing frequency offset tracking in order to reduce residual frequency offset error when the transmission is long in time. This algorithm improves system performance [Jiménez et al., 2004b] and is valid for both OFDM and OFDMA systems.

On the other hand, in the second part of the Thesis, topics related to multi-user diversity and Adaptive Modulation are studied. Multi-user diversity is basically to take advantage of the different channel conditions for different terminals in order to maximize the system capacity. If there are many devices in the network, every one will experience a different channel, and it is likely that at least one will have a good channel to transmit. In this way, the capacity is increased [Larsson, 2004]. Adaptive Modulation consists on distributing the modulation density depending on the quality of the channel at each moment, i.e. if one terminal experiences a good channel, it can send a more dense constellation than if the channel is bad. Of course, in OFDM the granularity (and therefore flexibility) is very high and it is very useful to combine with Adaptive Modulation because the modulation can be adapted to each sub-carrier. Combining both, multi-user diversity and Adaptive Modulation in OFDMA systems lead to a very powerful system. Actually, it is one of the strongest candidates for the Super Third Generation (3G) or the Fourth Generation mobile (4G) [Qui & Chawla, 1999] or [Dahlman et al., 2005].

However, there are some drawbacks because there is an increase on the complexity of this kind of systems, besides some feedback information to the transmitter is needed (the next modulation scheme) in order to be used at the transmitter and gain because of the Adaptive Modulation and multi-user diversity. Most of the cellular systems are FDD (*Frequency Division Duplexing*) and therefore this information is only known at the receiver by estimation and prediction. When the Adaptive Modulation is used, the required energy is reduced for a fixed performance so this will impact on a longer battery-life and a reduction in the power absorption by users, i.e. it is safer for both people and devices.

In this topic, the Thesis shows a theoretical study about how to improve the transmission, measured in terms of throughput, when Adaptive Modulation and multi-user diversity is used and when it is worth to use it [Jiménez & Armada, 2004a]. Also, a theoretical analysis of the effects on capacity due to channel estimation errors [Jiménez et al., 2005b]. This is interesting because transmitter will never have the correct information, but only estimations. Finally, in order to reduce the complexity in the implementation of these advanced systems (and not only Adaptive Modulation), several algorithms for reducing feedback information are proposed and evaluated giving a reduction of more than four times the information feedback requirements [Jiménez et al., 2005a].

## **2.3. Thesis Organization and Contributions**

In the following a brief description of the methodology applied on the Thesis and its organization are given.

### **2.3.1. Methodology**

In this Thesis, a pragmatic and empiric methodology has been used for the design and solution of problems, always having in mind the physical and implementation-related constraints: power consumption, complexity... Also, always all the solutions have been supported by a previous theoretical analysis. On the other hand, simulations have been used in order to verify the proposals. It should be noted that the frequency offset tracking algorithm has been implemented physically in a test-bed OFDM system [Burgos et al., 2003]. Therefore, model and implementation have also been taken into account.

### 2.3.2. Organization

The Thesis is divided in two parts: first one is dedicated to OFDM synchronization in multi-user environments, and second one is focused on Adaptive Modulation and its implementation. The Thesis is therefore organised as follows (see figure 2.2).

In chapter 3 a brief description of multi-carrier modulations as OFDM and OFDMA is given to present the context of the Thesis to the reader. Also an outline of radio channels is provided jointly with a summary of the scenarios and systems used in this Thesis to check and validate the proposals.

The two parts explained in the previous section are developed in chapters 4 and 5. The first one, chapter 4 is dedicated to OFDM synchronization and the problem is described there for both, multi-user and single-user scenarios. Two contributions are given in this chapter: first one, an algorithm for frequency offset tracking by using pilot sub-carriers (even when their number is reduced). The algorithm can be applied to single and multi-user systems. The second one, a procedure that reduces the multi-user OFDMA synchronization problem in *ad-hoc* environments into a single-user OFDM problem. By using this procedure, all the wide literature in single-user OFDM synchronization can be reused. The first contribution is at the receiver side (synchronization and channel estimation block in figure 2.1) while the other one is at both sides of the transmission link.

Then, in chapter 5 the Adaptive Modulation is analysed from a pragmatic point of view, giving theoretical studies and empiric (by using simulations) aspects on the implementation of this systems: when it is worth to use Adaptive Modulation, how errors in channel estimation affect the capacity.

Finally, several algorithms for reducing and compressing feedback information are proposed and evaluated. By reducing feedback information not only the implementation is simpler but also the system capacity increases. All these contributions are applied at both sides of the transmission link.

In chapter 7 a summary of general conclusions of this Thesis is given.

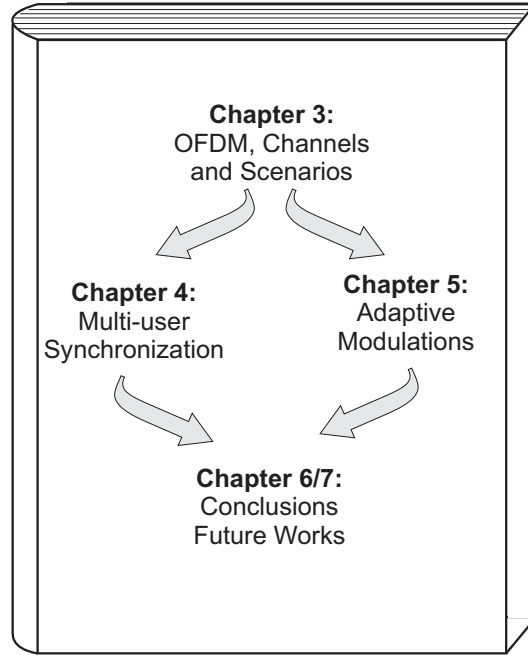


Figura 2.2: *Thesis Report Organization*

Besides, there are two annexes: Annex A presents the whole derivation of the formulas in chapter 5; Annex B lists all the papers related to the Thesis and also not so closely related published by the author.

### 2.3.3. Contributions

Since the Thesis is divided into two parts, the same structure applies to the contributions. Those related with synchronization can be summarised as follows:

- *Frequency offset tracking*: an efficient and simple algorithm for frequency offset tracking is proposed by using the pilot sub-carriers scattered in OFDM symbols. Improvements in performance can be achieved when the algorithm is applied even if the number of pilot-sub-carriers is small [Jiménez et al., 2004b].
- *Reduction of the multi-user synchronization problem to a single-user problem* by using the *leader procedure*: performance is evaluated in wireless personal area networks (WPANs), acquisition time, delays and efficiency. Also a distributed procedure is proposed in order to reduce even more the power consumption [Jiménez & Armada, 2005].

In the second part which is related to Adaptive Modulation, three main aspects are contributed:

- *Performance of Adaptive Modulation:* an analysis on when it is worth the use of Adaptive Modulation and when it is not is shown in order to define the trade-off between performance and complexity of Adaptive Modulation [Jiménez & Armada, 2004a].
- *Effects on Capacity of Channel estimation errors:* a theoretical analysis on the capacity effect due to errors in channel estimation. Several tight upper-bounds are obtained and results are verified by simulations [Jiménez et al., 2005b].
- *Feedback Information Reduction:* several algorithms for compressing and reducing the feedback information in Adaptive Modulation systems are proposed and evaluated in cellular environments. Reductions in the order of more than four times can be achieved [Jiménez et al., 2005a].

All results in this Thesis have been published in national and international journals and conferences as it is shown in annex B.



## Capítulo 3

# Modulación OFDM, parámetros y escenarios

En este capítulo se van a describir las herramientas y escenarios que van a servir de apoyo en el desarrollo de la Tesis. En primer lugar se comenzará hablando brevemente de los orígenes de la modulación OFDM. Inmediatamente después, y para ver más claramente la motivación de OFDM, se hace un repaso de los canales móviles, y en especial de los que se van a tomar como referencia a lo largo de la Tesis. Después se expondrán los principios de OFDM, así como los principales problemas, y por último se hará una breve descripción de los diferentes escenarios y sistemas que se van a utilizar en la Tesis para probar y validar las propuestas de la misma.

### 3.1. Breve historia de OFDM

Para relatar correctamente la historia de las transmisiones multi-portadora como OFDM, es preciso remontarse a los trabajos de *Nyquist* en 1928 sobre diseño de sistemas para canales de banda limitada [Nyquist, 1928] (conocido teorema de muestreo), y más tarde a 1948, apenas hace 50 años, al artículo que *Claude E. Shannon* escribiera [Shannon, 1948] acotando la capacidad de un canal AWGN (Ruido aditivo blanco y Gaussiano - Additive White Gaussian Noise) e ISI (interferencia inter simbólica - *Inter Symbol Interference*), utilizando modulación multi-tono de forma eficiente. Por otra parte, también es preciso tomar los estudios sobre transmisores y receptores óptimos de, entre otros, [Gerst & Diamond, 1961], [Berger & Tufts, 1967a] y [Berger & Tufts, 1967b]. Todo esto es lo que forma el germen de la modulación multi-portadora, para que, en 1990, *Bingham* [Bingham, 1990] la rescatara y la re-formulara como tal.

Los primeros sistemas que utilizaron modulaciones multi-portadora fueron sistemas militares para comunicaciones en enlaces de HF (*High Frequency*) a finales de los años 50 y principios de los 60. En 1958, el modem *Kineplex* de *Collin* [Doeltz et al., 1957] fue el primer modem que utilizaba los principios multi-canal (de forma muy primitiva), para transmisión de voz con modulación fija en todos los sub-canales. Más tarde, y también en el campo de las comunicaciones HF militares, el modem KATHRYNV [Zimmermann & Kirsch, 1967] permitía ajustar diferentes esquemas de codificación y modulación en las diferentes sub-portadoras. Después, en 1964, otro modem que se aproximaba a la capacidad descrita por Shannon mediante el *water-pouring* fue propuesto por *Holsinger* [Holsinger, 1964] en un informe técnico del MIT (Instituto Tecnológico de Massachusetts - *Massachusetts Institute of Technology*), a la que *Gallager* (también del MIT) dotó del rigor matemático necesario, popularizándolo bajo el término de *water-filling* [Gallager, 1968], [Cioffi, 2001]. Actualmente las implementaciones físicas tanto en sistemas DMT como radio se conocen como *bit-loading*, haciendo referencia al hecho de que cada sub-portadora se *carga* con el número de bits adecuado para cumplir los requisitos establecidos.

Otros trabajos son, por ejemplo, [Chang, 1966] para comunicaciones multi-tono utilizando bancos de osciladores evitando de esta forma la ISI, o [Saltzberg, 1967] para evitar la ICI (Interferencia entre sub-portadoras - *Inter Carrier Interference*). No fue hasta 1971, año en el que [Weinstein & Ebert, 1971] propusieron el uso de la transformada de Fourier como medio de modulación multi-portadora, que DMT/OFDM comenzó a despegar como tecnología alternativa de comunicaciones para entornos de canales selectivos en frecuencia. Ya que, hasta entonces, aunque teóricamente ofrecía unas ventajas muy importantes, las modulaciones multi-portadora, debido a las dificultades físicas (sincronización de todos los osciladores del banco, ruido de fase...), hacía necesario el uso de frecuencias de guarda entre las diferentes sub-portadoras, lo que reducía considerablemente la eficiencia global del sistema. Por no hablar del coste de construcción que ello suponía. Finalmente, en [Peled & Ruiz, 1980] se propuso la extensión cíclica en el periodo de guarda para transformar la convolución lineal con el canal en una convolución circulante. Este prefijo cíclico, que no es más que la copia de las últimas muestras del símbolo OFDM en el intervalo de guarda, consigue mantener la ortogonalidad de las sub-portadoras cuando la señal atraviesa un canal cuya duración es menor a la de esta extensión cíclica.

No es de extrañar que a partir de entonces, multitud de propuestas emergieran basándose en este tipo de técnica, tanto en cable [Chow et al., 1995], como en radio. En nuestros

días existen multitud de estándares en los que se utiliza alguna modulación multi-portadora [Bahai et al., 2004], como se verá en apartados siguientes. Se han acuñado dos nomenclaturas diferentes para referenciar estas modulaciones multi-portadora, a saber, DMT (Multi-portadora discreta - *Discrete Multi-Tone*) y OFDM (Multiplexación por división en frecuencias ortogonales - *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). El primero se refiere a los sistemas multi-portadora para sistemas de cable, mientras que el segundo se emplea para denominar a los sistemas radio que utilizan multi-portadora. Inicialmente se diferenciaron estos sistemas porque en el cable se empleaba modulación adaptativa, dado que el canal era selectivo en frecuencia pero apenas variaba en el tiempo, mientras que OFDM utiliza tradicionalmente todas las sub-portadoras moduladas de igual forma. No obstante, esta diferencia cada vez es menor, debido principalmente a las mejoras en las capacidades de cómputo, y por tanto el número de sistemas OFDM que utilizan modulación adaptativa es cada vez mayor.

## 3.2. Modelos de canal

Antes de entrar más en detalle sobre las modulaciones multi-portadora, y en especial OFDM, es preciso proporcionar al lector un breve resumen sobre los efectos y el modelado de canales móviles, y en especial aquellos que se van a utilizar en esta Tesis, para, de este modo, comprender de forma clara el porqué de la utilización de este tipo de modulaciones así como de sus ventajas.

La propagación en canales móviles se manifiesta en forma de dos fenómenos diferenciados: efectos a gran escala, que están marcados principalmente por la distancia entre el emisor y el receptor, así como por los fenómenos atmosféricos (lluvia, granizo, tormentas, ...) y tipo del terreno (agua, con vegetación, campo ...), y efectos a pequeña escala, debidos a la propagación multi-camino de la señal y la interferencia que causan las múltiples réplicas en el receptor [Rappaport, 1996]. En la figura 3.1 se muestra un dibujo, en el que se han resaltado los diferentes caminos que sigue la señal original hasta llegar al receptor, debido a las reflexiones que sufre en los obstáculos que se va encontrando en el recorrido.

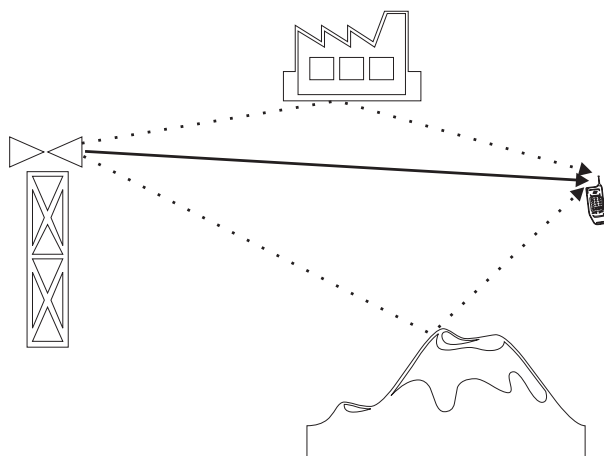


Figura 3.1: *Ejemplo de multi-camino. Rayo directo (continua). Rayos reflejados (punteadas)*

En esta Tesis se van a tener en cuenta sólo los efectos de pequeña escala en las simulaciones, debidos a la suma de las contribuciones que le llegan al receptor desde los diferentes trayectos que ha recorrido la misma señal y que, han sufrido diferentes atenuaciones, retardos y desplazamientos Doppler. Esto causará la dispersión temporal y en frecuencia, que se verá más adelante en este apartado. Estas contribuciones podrán ser constructivas o destructivas.

Una vez visto en qué consiste el multi-camino, se definirá la respuesta al impulso del canal  $h(\tau, t)$ , que es la respuesta que experimentaría una señal impulso, transmitida en el instante  $t$  a través de ese canal. Esta función  $h(\tau, t)$  nos caracteriza completamente el canal, y de ahí su importancia. Como se puede comprobar, es variante en el tiempo,  $t$ , debido principalmente al desplazamiento del terminal, y tiene en cuenta el efecto del multi-trayecto para un valor concreto de  $t$ , mediante  $\tau$ . Este modelo que incluye ambos tipos de efectos, fue introducido por Bello [Bello, 1988], donde, la naturaleza variante en el tiempo se modela matemáticamente como un proceso aleatorio estacionario en el sentido amplio (WSS - *Wide Sense Stationary*). En la mayoría de los canales, además, la atenuación y la fase de unos caminos y otros se puede suponer no correlacionada, y por tanto se dice que el canal es WSSUS (*Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering*), lo que nos permite obtener la respuesta tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia por medio de la transformada de Fourier [Tranter et al., 2003].

La señal recibida una vez ha atravesado el canal será la convolución de la respuesta al impulso del canal y la señal  $s(t)$  enviada, en la que se añade el ruido aditivo  $w(t)$ :

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t) s(t - \tau) d\tau + w(t) \quad (3.1)$$

### 3.2.1. Ancho de banda y Tiempo de Coherencia del canal

Dos de los parámetros más utilizados para caracterizar un canal de transmisión son el ancho de banda de coherencia ( $B_C$ ) y el tiempo de coherencia del canal ( $T_C$ ). Ambos están estrechamente relacionados entre sí. El ancho de banda de coherencia se define como una medida estadística del rango de frecuencias en el cual el canal se puede considerar *plano* (todas sus componentes en frecuencia experimentan la misma ganancia y fase lineal). Es decir, para qué ancho de banda se puede considerar constante el canal. Por otra parte, el tiempo de coherencia también es una medida estadística que cuantifica la duración en la cual la respuesta al impulso del canal es invariante, es decir, es una media de las similitudes de la respuesta del canal en diferentes tiempos, o dicho de otro modo, el intervalo de tiempo para el cual la señal está altamente correlacionada consigo misma (cuánto tiempo permanece constante el canal). Otra forma de expresar las mismas características del canal es mediante la dispersión de retardo (*delay spread* en la literatura anglosajona),  $(\sigma_\tau)$  y la dispersión Doppler,  $(f_m)$ .

Para cuantificar el efecto que tiene el multi-trayecto en un canal, se suelen emplear la máxima dispersión de retardo,  $T_m$ , el retardo medio por exceso,  $\tau_m$ , y la dispersión de retardo rms <sup>1</sup>,  $\sigma_\tau$ . La máxima dispersión de retardo es el máximo retardo con el que pueden llegar las señales, mientras que el retardo medio por exceso se define como la media del primer momento del perfil de potencia-retardo (ver figura 3.2):

$$\tau_m = \frac{\sum_l P(\tau_l)\tau_l}{\sum_l P(\tau_l)} \text{ segundos} \quad (3.2)$$

donde  $P(\tau_l)$  es la potencia del rayo en el instante  $\tau_l$ . Y la dispersión de retardo rms se define como la raíz cuadrada del segundo momento del perfil de potencia-retardo:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\tau_m^2 - (\tau_m)^2} \text{ segundos} \quad (3.3)$$

donde

$$\tau_m^2 = \frac{\sum_l P(\tau_l)\tau_l^2}{\sum_l P(\tau_l)} \text{ segundos} \quad (3.4)$$

En el caso del ejemplo de la figura 3.2, estos valores serían,  $T_m = 7 \text{ mseg.}$ ,

$$\tau_m = \frac{(0.3)(1) + (0.6)(2) + (0.1)(3) + (1)(4) + (0.3)(5) + (0.1)(6) + (0.1)(7)}{(0.3) + (0.6) + (0.1) + (1) + (0.3) + (0.1) + (0.1)} = \frac{8.6}{2.5} = 3.44 \text{ ms} \quad (3.5)$$

y

$$\begin{aligned} \sigma_\tau &= \sqrt{\frac{(0.3)(1)^2 + (0.6)(2)^2 + (0.1)(3)^2 + (1)(4)^2 + (0.3)(5)^2 + (0.1)(6)^2 + (0.1)(7)^2}{(0.3) + (0.6) + (0.1) + (1) + (0.3) + (0.1) + (0.1)} - (\tau_m)^2} \\ &= \sqrt{\frac{35.6}{2.5} - (3.44)^2} = 1.55 \text{ ms} \quad (3.6) \end{aligned}$$

Y por otro lado, para cuantificar el efecto debido al movimiento de los terminales, se emplea el desplazamiento Doppler,  $f_m$ , que está relacionado por tanto con la velocidad de los mismos.

La relación existente entre ambos conjuntos de parámetros es la siguiente. La dispersión de retardo rms  $\sigma_\tau$  es la dual en frecuencia del ancho de banda de coherencia del canal,  $B_C$ , y para una correlación entre componentes mayor de 0.5 se puede calcular como:

---

<sup>1</sup>r.m.s: root-mean-square. Es la media cuadrática.

$$B_C \approx \frac{1}{5\sigma_\tau} \quad Hz \quad (3.7)$$

Mientras que el tiempo de coherencia es el dual en tiempo de la dispersión Doppler [Rappaport, 1996]:

$$T_C \approx \frac{1}{f_m} \quad segundos \quad (3.8)$$

donde  $f_m$  se relaciona directamente con la velocidad del terminal e inversamente con la longitud de onda ( $\lambda$ ):

$$f_m = \frac{v}{\lambda} \quad Hz \quad (3.9)$$

El tiempo de coherencia es una medida estadística, y la expresión (3.8) corresponde a valores de correlación de la señal por encima de 0.5. Otra aproximación mucho más estricta que la anterior [Rappaport, 1996] viene dada por la expresión:

$$T_C \approx \frac{9}{16\pi f_m} \quad segundos \quad (3.10)$$

En la práctica la señal varía mucho, y (3.8) no suele ser muy restrictiva, mientras que (3.10) es a menudo demasiado severa. Por este motivo, se suele utilizar la media geométrica entre ambas para definir el tiempo de coherencia [Rappaport, 1996]:

$$T_C \approx \sqrt{\left(\frac{1}{f_m}\right) \cdot \left(\frac{9}{16\pi f_m}\right)} = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_m^2}} = \frac{0.423}{f_m} \quad segundos \quad (3.11)$$

En [Íñigo Cuiñas & Sánchez, 2001] se muestra mediante medidas en la banda de 5 GHz, que el ancho de banda de coherencia en un entorno de laboratorio de universidad es alrededor de 40 MHz para un nivel de correlación de 3 dB <sup>2</sup>. Por otra parte en [McDonnell et al., 1998a] y [McDonnell et al., 1998b], las medidas en una habitación residencial indican que en la mayoría de los casos, la dispersión de retardo rms es menor de 10 nanosegundos.

### 3.2.2. Modelos utilizados en la Tesis

El modelado de los efectos de pequeña escala, que son los que se van a tener en cuenta para la realización de simulaciones en esta Tesis, se realiza a través de filtros con coeficientes variantes

---

<sup>2</sup>Correlación del canal por encima de 0.5.

en el tiempo, de modo que cada una de las etapas del filtro represente la contribución de cada uno de los caminos que componen el multi-trayecto [Tranter et al., 2003].

Aunque se veía que la respuesta al impulso del canal era continua, en la práctica a la hora de simular, se debe discretizar y muestrear a una frecuencia que guardará un compromiso entre la precisión deseada y la carga computacional. Este muestreo se deberá realizar adecuadamente para no desvirtuar el carácter del canal [van de Beek et al., 1995]. En la figura 3.2 se muestra un ejemplo del perfil retardo-potencia de un canal muestreado cada milisegundo.

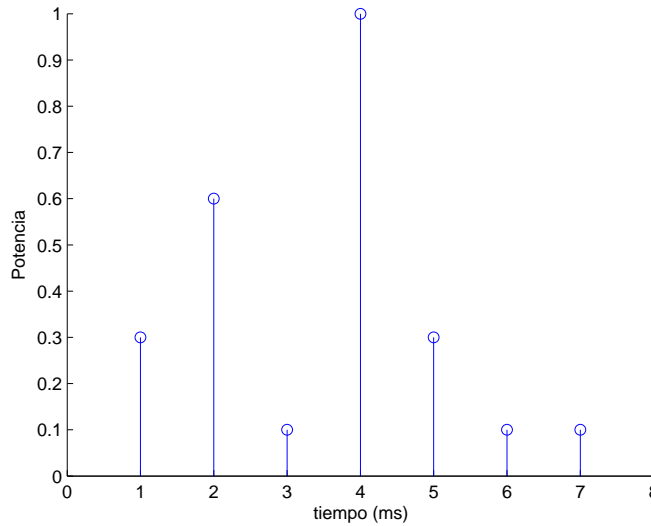


Figura 3.2: *Ejemplo de perfil retardo-potencia cuyos rayos están muestreados a intervalos de 1 ms*

Las variaciones de potencia de cada camino, representadas por el perfil de potencia-retardo del canal, se traducen en diferentes pesos en cada una de las etapas del filtro. Las variaciones temporales, representadas por el espectro Doppler del canal, se modelan mediante la variación de los coeficientes del filtro a lo largo de la simulación. Para ello, los coeficientes del filtro se generan a partir de variables aleatorias complejas (reflejando el comportamiento en amplitud y fase) con las características de función densidad de probabilidad correspondientes al canal (frecuentemente gaussianas, como corresponde a canales con envolvente Rayleigh), que se someten a un filtrado que configura el espectro Doppler de cada contribución. En la figura 3.3 se muestra un esquema general del filtro comentado anteriormente que permite simular cualquier canal de este tipo. El número de etapas, como se comentó dependerá de la frecuencia de muestreo seleccionada y



del retardo máximo, y éstos dependerán de la precisión con la que se quiera simular. Como es habitual, se deberá establecer un compromiso entre precisión y coste computacional.

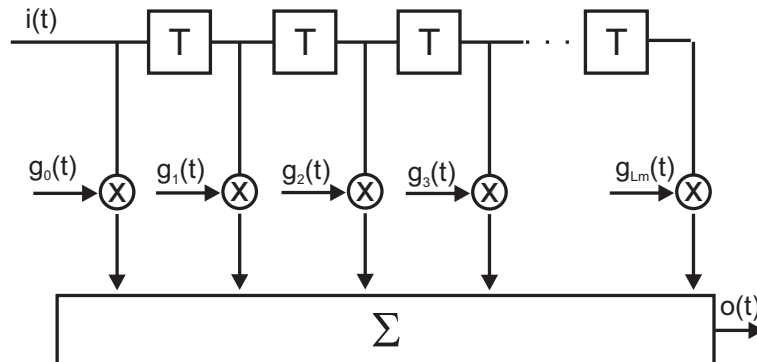


Figura 3.3: *Esquema Filtro transversal para simular un canal*

Para cubrir un gran espectro de comunicaciones inalámbricas se van a utilizar tres sistemas diferentes, como se verá en apartados siguientes. Estos sistemas cubren las redes de área personal, las de área local y las redes celulares de 4G. Los canales que se van a utilizar por tanto, serán los adecuados para cada uno de estos entornos. Para simular los entornos de área local y personal se han utilizado los canales descritos en [ETSI-BRAN, 1998], mientras que para los entornos celulares, los canales propuestos en [UMT, 2000].

### 3.2.2.1. Canales HiperLAN 2

Con el fin de evaluar las prestaciones de los algoritmos y los sistemas en los entornos inalámbricos de área local, en [ETSI-BRAN, 1998] se describen cinco modelos de canal para cinco escenarios, denominados A, B, C, D y E:

- A : Entorno típico de oficina sin Línea de visión directa. NLOS (*Non Line-Of-Sight*).
- B : Sala de conferencias u oficina grande sin línea de visión directa (NLOS).
- C : Gran espacio abierto con gran dispersión de retardo.
- D : Gran espacio abierto con línea de visión directa. LOS (*Line-Of-Sight*). Dispersión de retardo de 140 ns.
- E : Gran espacio abierto NLOS con más dispersión de retardo que en el anterior, al rededor de 250 ns.

Todos ellos tienen 18 rayos con espectro Doppler *clásico* o *Jake's*, cuya densidad espectral de potencia viene dada por la ecuación [Tranter et al., 2003]:

$$S(f) = \frac{1}{\pi f_m \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_m}\right)^2}}, \forall |f| < f_m \quad (3.12)$$

De estos cinco escenarios, en esta Tesis sólo se van a utilizar los dos primeros, canal A y B, pues son los que representan entornos interiores típicos de redes de área local y personal. El canal A tiene una dispersión de retardo rms de 50 ns, y máximo de 390 ns, mientras que el canal B tiene de dispersión rms de 100 ns y 730 ns máximo.

### 3.2.2.2. Canales UMTS

Por otro lado, para analizar las prestaciones de redes celulares, en [UMT, 2000] se definen seis tipos de canales, dos para interiores, otros dos para peatón y dos más para el caso de terminales en vehículos:

- Interior A: 6 rayos. Dispersión de retardo rms 35 ns. Espectro Doppler plano.
- Interior B: 6 rayos. Dispersión de retardo rms 100 ns. Espectro Doppler plano.
- Peatón A: 4 rayos. Dispersión de retardo rms 45 ns. Espectro Doppler *clásico*.
- Peatón B: 6 rayos. Dispersión de retardo rms 750 ns. Espectro Doppler *clásico*.
- Vehículos A: 6 rayos. Dispersión de retardo rms 370 ns. Espectro Doppler *clásico*.
- Vehículos B: 6 rayos. Dispersión de retardo rms 4000 ns. Espectro Doppler *clásico*.

donde el espectro Doppler plano quiere decir que la potencia se reparte por igual en todas las frecuencias comprendidas entre la mínima y la máxima. En esta Tesis se va a utilizar el canal para vehículos tipo A y el de peatones tipo A.

### 3.3. Principios básicos de OFDM

Todas las modulaciones multi-portadora se basan en el concepto de partición de canal (*multichannel partitioning*). Los métodos que utilizan la partición de canal dividen el ancho de banda asignado a la transmisión en un número  $N$  de sub-canales del mismo ancho de banda, y teóricamente independientes entre sí [Cioffi, 2001], como se puede ver en la figura 3.4. De esta forma, si el ancho de banda de los sub-canales es mucho menor que el ancho de banda de coherencia del canal, estos sub-canales experimentarán un desvanecimiento plano en frecuencia, y su igualación podrá ser realizada de forma muy simple.

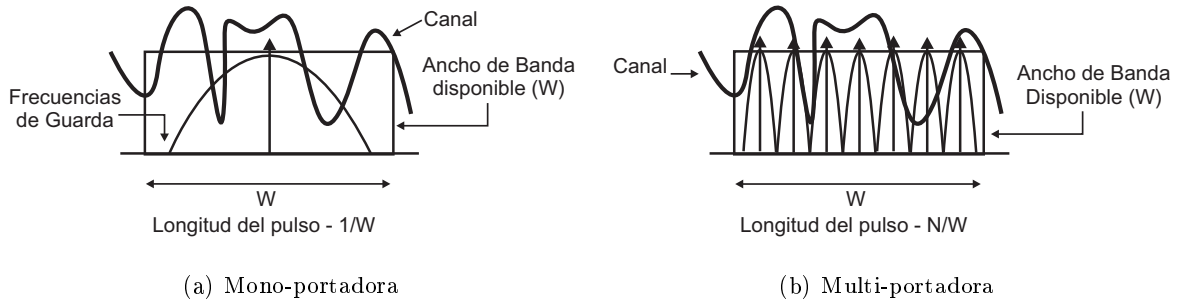


Figura 3.4: *Concepto de partición multicanal.*

Considérese por ejemplo un sistema en el que se necesite transmitir una tasa de  $1/T_{simb}$  símbolos/s, y ésta sea mayor que el ancho de banda de coherencia del canal. En este caso, el número de símbolos que provocan interferencia inter-simbólica (ISI - *Inter Symbol Interference*) viene dado por [Lim, 2000]:

$$L_{ISI} = \left\lfloor \frac{T_m}{T_{simb}} \right\rfloor \quad (3.13)$$

donde  $\lfloor x \rfloor$  es el mayor entero menor que  $x$ . Claramente, cuanto mayor sea la tasa de transmisión, mayor será la ISI para un canal dado.

La forma tradicional de eliminar la ISI es utilizando un ecualizador, ya sea en dominio del tiempo o en el de la frecuencia. Sin embargo, este ecualizador puede resultar extremadamente complejo cuando la ISI es muy severa, como puede suceder en canales móviles de gran ancho de banda y altas velocidades de transmisión (p.e. el estándar IEEE 802.11a [IEEE, 2001] de 20 MHz que ofrece 54 Mbps).

También se puede reducir la velocidad de símbolo manteniendo la tasa de transmisión, por ejemplo aumentando el orden de la modulación. Sin embargo, existen límites prácticos para este caso. Valores de  $L_{ISI}$  mayores de 100 son típicos en canales móviles de gran ancho de banda, y está claro que modulaciones de orden  $2^{100}$  no son viables.

Otra forma de reducir la velocidad de símbolo es utilizando la modulación en paralelo (*parallel modulation*), esto es, dividiendo el canal en múltiples sub-canales ortogonales entre sí, y enviando en cada uno de ellos una parte de la información. Siguiendo con el ejemplo anterior, utilizando 100 sub-canales se incrementa el tiempo de símbolo en  $T_s = 100 \cdot T_{simb}$ , y la ISI será nula en todos los sub-canales. Estos sub-canales se consiguen utilizando una base ortogonal, como por ejemplo, las exponenciales complejas (caso de OFDM). De este modo, la equivalente paso bajo de la señal vendrá dada por la expresión:

$$s(t) = \sum_t \sum_{k=0}^{N-1} X_k(t) g_k(t) \quad (3.14)$$

en donde  $g_k(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} e^{j\omega_k t}$ ,  $N$  es el número de sub-portadoras a utilizar,  $\omega_k = k2\pi/T_s$ , y  $X_k(t)$  es la señal que modula a la sub-portadora  $k$ .

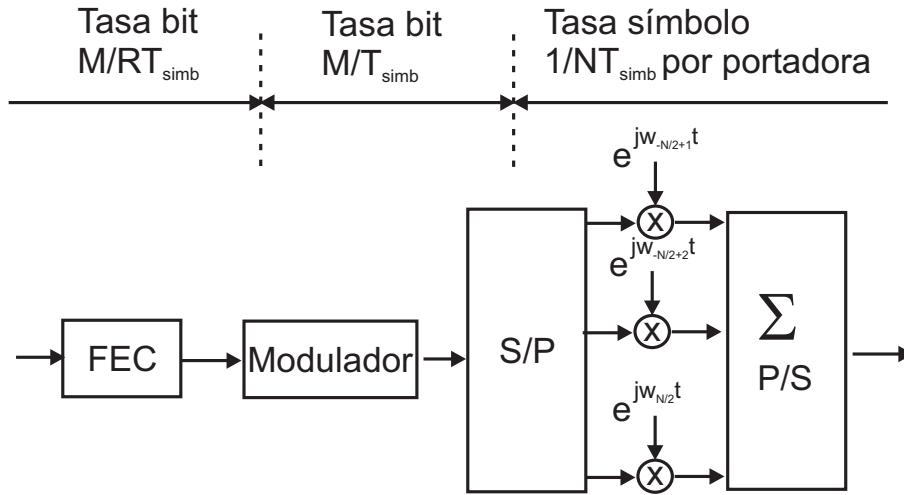


Figura 3.5: *Esquema conceptual de la transmisión multi-portadora*

En la figura 3.5 se muestra el esquema conceptual del transmisor multi-portadora. Los datos a ser enviados (*bit stream* en la literatura anglosajona) se hacen pasar a través de un codificador para posibilitar la detección y corrección de errores en el receptor, después estos *bits* se agrupan en símbolos utilizando una constelación de densidad  $M = 2^b$ . Se transforman de serie a paralelo

para poder ser colocados en la sub-portadora correspondiente y después se multiplexan todas las señales volviéndolas a pasar a serie para su envío. En recepción se utilizará un filtro adaptado a la señal  $g_k(t)$ .

### 3.3.1. Transmisión OFDM

Se comenzará en este apartado primero describiendo la modulación OFDM en tiempo continuo para después representarla en tiempo discreto.

OFDM consiste, como ya se ha visto, en dividir el ancho de banda disponible  $BW$  en  $N$  subcanales, cada uno asignado a una sub-portadora, ortogonales entre si. Por tanto, la separación entre estas sub-portadoras será  $\Delta f = BW/N$ . Estas sub-portadoras podrán transportar o no un símbolo complejo, y todos ellos se transmitirán de forma paralela, por eso también se denomina transmisión paralela. El tiempo de símbolo OFDM,  $T_s$ , vendrá dado por la relación  $T_s = 1/\Delta f = N/BW$ . Las frecuencias de cada una de las sub-portadoras, considerando  $f_0$  la frecuencia menor vendrán dadas por la ecuación:

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s} = f_0 + \frac{kBW}{N}, \quad k = 0, \dots, (N-1) \quad (3.15)$$

Esto se consigue utilizando las siguientes funciones ortogonales base en el transmisor:

$$\phi_k^l(t) = g_k(t - lT_s) \quad (3.16)$$

donde el superíndice  $l$  indica la transmisión en el símbolo OFDM  $l$ -ésimo (recordemos que la transmisión se realiza símbolo OFDM a continuación de símbolo OFDM, y por tanto, si se quiere describir este fenómeno continuo es necesario el uso de este super-índice), y  $g_k(t)$  se puede escribir como:

$$g_k(t) = \begin{cases} g_{T_s}(t)e^{j2\pi f_k t} & : \text{ si } t \in [0, T_s] \\ 0 & : \text{ resto} \end{cases} \quad (3.17)$$

donde  $g_{T_s}(t)$  es el filtro de transmisión, definido en el intervalo  $[0, T_s]$ . Para el caso de la equivalente paso bajo, el exponente de la expresión (3.17) se puede sustituir teniendo en cuenta que  $j2\pi f_k t = j2\pi \left(\frac{k}{T_s}\right) t = j2\pi k \left(\frac{BW}{N}\right) t$ , por lo que (3.17) puede ser re-escrita como:

$$g_k(t) = \begin{cases} g_{T_s}(t)e^{j2\pi \frac{BW}{N} kt} & : \text{ si } t \in [0, T_s] \\ 0 & : \text{ resto} \end{cases} \quad (3.18)$$

Normalmente, el filtro  $g_{T_s}(t)$  de conformado de la señal suele ser rectangular, esto es:

$$g_{T_s}(t) = \begin{cases} 1 & : 0 \leq t \leq T_s \\ 0 & : \text{resto} \end{cases} \quad (3.19)$$

por lo que  $g_k(t)$  es un pulso rectangular conformando la señal de cada una de las sub-portadoras, y por tanto,  $g_{T_s}(t)$  puede omitirse.

Las señales base ortogonales, como tales, deberán cumplir  $\forall l$ :

$$\int_{-\infty}^{\infty} \phi_k^l(t)(\phi_m^l)^*(t)dt = 0; \quad k \neq m \quad (3.20)$$

cuya norma  $\int_{-\infty}^{\infty} \|\phi_k^l(t)\|^2 dt = T_s$ . Para conseguir la ortonormalidad de las funciones base, re-definimos (3.18):

$$\tilde{g}_k(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T_s}} e^{j2\pi \frac{BW}{N} kt} & : \text{si } t \in [0, T_s] \\ 0 & : \text{resto} \end{cases} \quad (3.21)$$

y entonces  $\tilde{\phi}_k^l(t) = \tilde{g}_k(t - lT_s)$  cumple que su norma  $\int_{-\infty}^{\infty} \|\tilde{\phi}_k^l(t)\|^2 dt = 1$ . Utilizando este conjunto de funciones base ortonormales, y como cada señal es modulada por un pulso en una sub-portadora diferente, es común interpretar OFDM como una forma de multiplexar  $N$  señales de baja tasa de transmisión (cada una en una sub-portadora diferente). En la figura 3.6 se muestra esta interpretación.

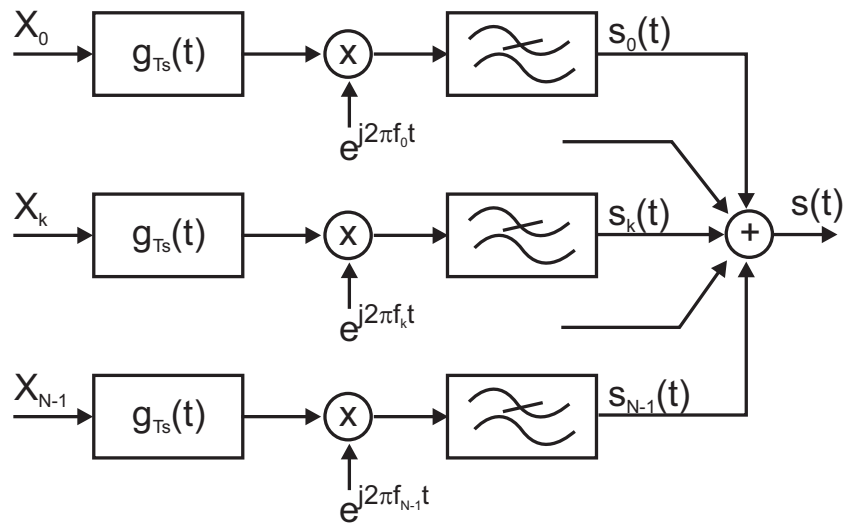


Figura 3.6: *Modulador en tiempo continuo OFDM*

Tanto las funciones ortogonales  $\phi_k^l$ , como las ortonormales  $\tilde{\phi}_k^l$  se pueden utilizar en la modulación. La señal resultante de cada una de las ramas del modulador de la figura 3.6 es:

$$s_k(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} X_k^l \phi_k^l(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} X_k^l g_{T_s}(t - lT_s) e^{j2\pi f_k(t - lT_s)} \quad (3.22)$$

La contribución de cada una de estas señales constituye la señal modulada OFDM:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} X_k^l g_{T_s}(t - lT_s) e^{j2\pi f_k(t - lT_s)} \quad (3.23)$$

Como se ha mencionado anteriormente, lo normal es utilizar un filtro rectangular para conformar la señal. En ese caso, la equivalente paso bajo de la señal OFDM sería:

$$s^l(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k^l \phi_k^l(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k^l e^{j2\pi \frac{BW}{N} k(t - lT_s)} \quad (3.24)$$

En donde  $X_k^l$  es el símbolo complejo en la sub-portadora  $k$  del símbolo OFDM  $l$ .

A partir de este modelo continuo en el tiempo, se obtiene el modelo en tiempo discreto, reemplazando el proceso de modulación por la transformada inversa de Fourier, IDFT (*Inverse Discrete Fourier Transform*) [Weinstein & Ebert, 1971]. En el lado del receptor, en lugar de la IDFT se utilizará la DFT. Muestreando la señal a una frecuencia igual al ancho de banda, BW, obtendremos  $N$  muestras de cada símbolo OFDM, y por lo tanto, haciendo el cambio  $t$  por  $n/BW$  obtenemos:

$$j2\pi k \left( \frac{BW}{N} \right) t \rightarrow j \frac{2\pi}{N} kn \quad (3.25)$$

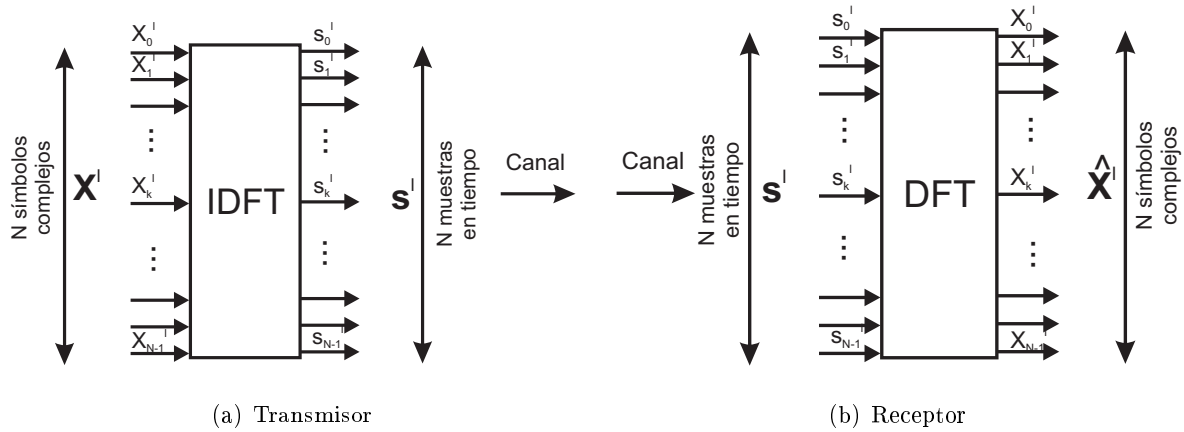
siendo ahora  $n$  el índice en muestras. De esta forma, la expresión (3.24) se convierte en:

$$s^l[n] = \sum_{k=0}^{N-1} X_k^l \phi_k^l[n] = \sum_{k=0}^{N-1} X_k^l e^{j \frac{2\pi}{N} k(n - lN)} \quad (3.26)$$

Normalmente en la literatura se utiliza la expresión de un sólo símbolo OFDM, evitando de esta forma el superíndice  $l$ :

$$s[n] = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j \frac{2\pi}{N} kn} \quad (3.27)$$

que no es más que la expresión de la IDFT. Y también es la forma tradicional en la que aparece la equivalente paso bajo de un símbolo OFDM en la literatura. Análogamente se obtiene en recepción la expresión de la DFT. En la figura 3.7 se muestra este esquema.


 Figura 3.7: *Transmisor/Receptor OFDM en tiempo discreto utilizando IDFT/DFT*

### 3.3.2. Inserción del Prefijo Cíclico

Generalmente, se asume que el canal no varía durante la transmisión de un símbolo OFDM, aunque sí lo hace de un símbolo OFDM a otro. Por tanto, la ecuación (3.1) de la sección 3.2 (señal recibida tras atravesar el canal), se puede simplificar, eliminando la variación con el tiempo,  $h(t)$ :

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)s(t-\tau)d\tau + w(t) \quad (3.28)$$

y ésta, para un canal selectivo en frecuencia cuyos valores no nulos de  $h(t)$  se encuentren desde  $\tau = 0$  a  $\tau = T_m$ , se puede escribir como:

$$r(t) = \int_0^{T_m} h(\tau)s(t-\tau)d\tau + w(t) \quad (3.29)$$

que una vez pasado el banco de filtros adaptados a  $g_k(t)$ :

$$y[n] = \sum_{k=0}^{N-1} X_k \int_0^{T_m} \int_0^{T_s} h(\tau)g_k(t-\tau)g_n^*(t)dt d\tau \quad (3.30)$$

Dado que  $\langle g_k(t-\tau), g_n(t) \rangle > 0$  no es cero para todos los valores de  $\tau$ ,  $y[n]$  es una combinación lineal de todos los símbolos  $\{X_0, \dots, X_{N-1}\}$ , es decir, en un canal dispersivo en tiempo, se ha perdido la ortogonalidad. ¿Es posible seguir utilizando OFDM entonces en canales muy dispersivos?. La respuesta viene de la mano del conocido resultado en procesamiento de señal que nos dice que una convolución circular discreta en el dominio del tiempo es equivalente a multiplicar en el dominio de la frecuencia tras realizar la DFT. Para conseguir que el canal realice una convolución circular con nuestra señal, en lugar de una convolución lineal como la anterior, es necesario extenderla cíclicamente.



Esta extensión cíclica se realiza copiando las  $N_g$  últimas muestras de cada símbolo OFDM al principio, como se muestra en la figura 3.8. No obstante para que sea válido lo anterior, se debe cumplir que  $N_g \geq L_m - 1$ , es decir, que la longitud del prefijo cíclico sea superior a la longitud de la respuesta al impulso del canal, ( $L_m$ ).

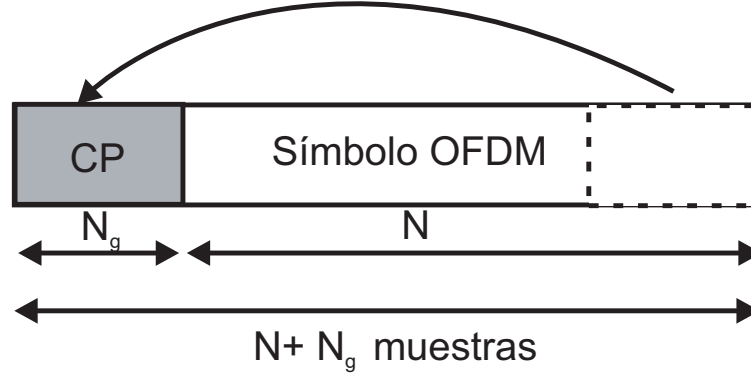


Figura 3.8: *Extensión mediante el Prefijo Cíclico*

Cuando se extiende el símbolo OFDM con  $N_g$  muestras, el ancho de banda de la señal resultante es de  $(N + N_g)/T_s$  Hz, mientras que sin la extensión sería de  $N/T_s$  Hz. En este sentido, el prefijo cíclico desperdicia  $N_g/T_s$  Hz de ancho de banda ya que no transporta información alguna, y por lo tanto existe una pérdida de eficiencia espectral de  $N_g/(N + N_g)$ . En [Edwards et al., 1996a] esta pérdida en eficiencia se traduce en forma de pérdida en la relación señal a ruido, ya que la energía puesta en juego en el prefijo cíclico, de alguna forma, se desperdicia pues éste es eliminado en recepción:

$$SNR_{loss} = -10 \log_{10} \left( 1 - \frac{N_g}{N_g + N} \right) \quad (3.31)$$

Es sencillo deducir que cuanto menor sea  $N_g$  menor será la pérdida en eficiencia espectral. La longitud del prefijo cíclico (CP - *Cyclic Prefix*),  $N_g$ , se suele elegir, como se ha mencionado anteriormente, para que sea mayor que la dispersión máxima de retardo, y menor que  $N/5$  para no afectar mucho a la eficiencia del sistema. Esto puede ser interpretado como perder 1 dB de relación señal a ruido debido a la utilización del CP [Nee & Prasad, 2000] (página 46). En general se suelen elegir valores para que la pérdida de eficiencia no sea superior al 10 % [Sari et al., 1995]. Este es el precio que hay que pagar por mantener la ortogonalidad de los sub-canales.

### 3.3.3. Ecualización de canal

En lo sucesivo, se asumirá que la respuesta impulsiva del canal  $h(t)$  está restringida al intervalo  $[0, T_m]$ . Además, como ya se ha comentado, se añade ruido AWGN a la señal recibida,  $w(t)$ . Aunque la ecuación (3.1) representa el modelo general variante con el tiempo, usualmente se suele utilizar un modelo invariante durante la transmisión de un símbolo OFDM, aunque variante entre símbolos OFDM contiguos, ecuación (3.28) <sup>3</sup>. En este caso, la señal recibida en el receptor después de haberse eliminado el prefijo cíclico sería:

$$R_k = \sum_{m=0}^{N-1} X_m \int_{T_g}^T \left( \int_0^{T_g} h(\tau) \tilde{\phi}_m(t - \tau) d\tau \right) \tilde{\phi}_k^*(t) dt + \int_{T_g}^T w(T - t) \tilde{\phi}_k^*(t) dt \quad (3.32)$$

donde  $T_g$  es el tiempo de guarda (duración del prefijo cíclico) y  $T = T_g + T_s$ . La integral interior se puede reescribir de la siguiente forma [Edwards et al., 1996a]:

$$\int_0^{T_g} h(\tau) \tilde{\phi}_m(t - \tau) d\tau = \frac{e^{j2\pi m(t-T_g)BW/N}}{\sqrt{T-T_g}} \int_0^{T_g} h(\tau) e^{-j2\pi m\tau BW/N} d\tau \quad (3.33)$$

Mirando detenidamente la parte final de la anterior ecuación (3.33), podemos ver que es la expresión muestreada de la respuesta en frecuencia del canal en la sub-portadora  $m$ :

$$H_m = H\left(m \frac{BW}{N}\right) = \int_0^{T_g} h(\tau) e^{-j2\pi m\tau BW/N} d\tau \quad (3.34)$$

donde  $H(f)$  es la transformada de Fourier de  $h(t)$ . Introduciendo (3.34) en (3.32), y haciendo algunas transformaciones más [Edwards et al., 1996a], la señal recibida se puede re-escribir:

$$R_k = \sum_{m=0}^{N-1} X_m H_m \int_{T_g}^T \tilde{\phi}_m(t) \tilde{\phi}_k^*(t) dt + \int_{T_g}^T w(T - t) \tilde{\phi}_k^*(t) dt \quad (3.35)$$

Dado que  $\tilde{\phi}_k(t)$  son ortonormales, tenemos que:

$$\int_{T_g}^T \tilde{\phi}_m(t) \tilde{\phi}_k^*(t) dt = \delta[k - m] \quad (3.36)$$

donde  $\delta[k]$  es la delta de Kronecker <sup>4</sup>. Denotando como  $W_k$  a la integral  $W_k = \int_{T_g}^T w(T - t) \tilde{\phi}_k^*(t) dt$ , que sigue siendo gaussiana, la expresión de la señal recibida puede simplificarse a:

<sup>3</sup>En este caso estamos ante un sistema LTI (*Linear Time Invariant*) dentro del mismo símbolo OFDM.

<sup>4</sup> $\delta[k - m] = \begin{cases} 0 & \text{para } k \neq m \\ 1 & \text{para } k = m \end{cases}$

$$R_k = H_k X_k + W_k; \quad 0 \leq k \leq N - 1 \quad (3.37)$$

Por este motivo, OFDM se puede ver como un conjunto de  $N$  canales AWGN paralelos, como se muestra en la figura 3.9, lo que se denomina modelo complejo multiplicativo, y permite una ecualización extremadamente simple con una sola etapa para cada sub-canal.

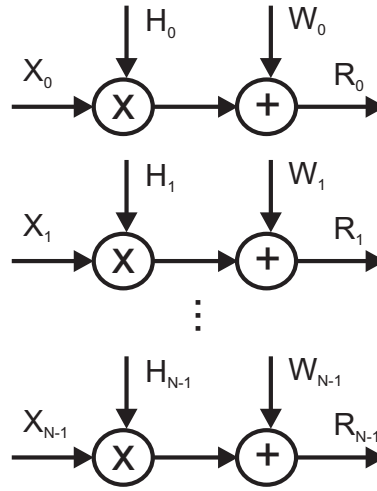


Figura 3.9: *Modelo complejo multiplicativo*

### 3.3.4. Conformado de pulsos

Hasta ahora se ha utilizado el pulso rectangular para conformar la señal. En este caso, el espectro de potencia de OFDM decae como  $f^{-2}$ , y por tanto es preciso reservar ciertas frecuencias de guarda para evitar interferir con las bandas adyacentes. Esto también conlleva una pérdida de eficiencia en el uso del espectro. En algunas ocasiones, para reducir estas bandas de frecuencia se utilizan otro tipo de pulsos conformadores de la señal. Por ejemplo, en [Weinstein & Ebert, 1971] se utiliza un pulso en coseno alzado en el que se utiliza la región de roll-off como frecuencias de guarda, como se muestra en la figura 3.10. Otros trabajos se presentan en [Vahlin & Holte, 1996] o en [Floch et al., 1995]. Para un análisis exhaustivo del conformado de pulsos en OFDM, véase [Arenas, 1998].

### 3.3.5. Rejilla Tiempo-Frecuencia

Otra forma clásica de ver un sistema OFDM, es como la rejilla tiempo-frecuencia mostrada en la figura 3.11. Esta interpretación se hace a partir de la transmisión de un símbolo OFDM:

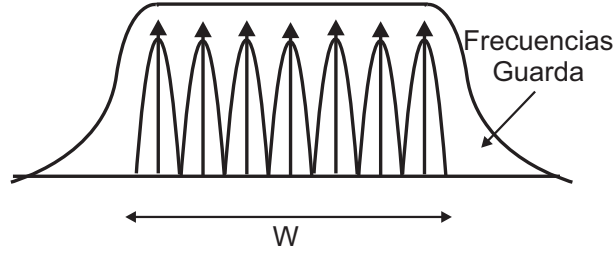


Figura 3.10: *Región de roll-off para las frecuencias de guarda*

$$s(t) = \sum_{k,l} X_k^l \phi_k^l(t) \quad (3.38)$$

donde las funciones  $\phi_k^l(t)$  son las traslaciones en tiempo  $\tau_o$  y en frecuencia  $\nu_0$  de la función prototipo  $g_{T_s}(t)$ :

$$\phi_k^l(t) = g_{T_s}(t - l\tau_0) e^{j2\pi k\nu_0 t} \quad (3.39)$$

Esto crea una rejilla bidimensional (2D) en el plano tiempo-frecuencia [Edfords et al., 1996a], como se muestra en la figura 3.11. Cada una de estas sub-portadoras, experimentará una respuesta del canal diferente y sin interferencia entre ellas, y por tanto, si no existe ISI en el tiempo <sup>5</sup>, la ecualización de este tipo de sistemas es muy sencilla, simplemente se requiere de un filtro de una sola etapa, como ya se viera anteriormente.

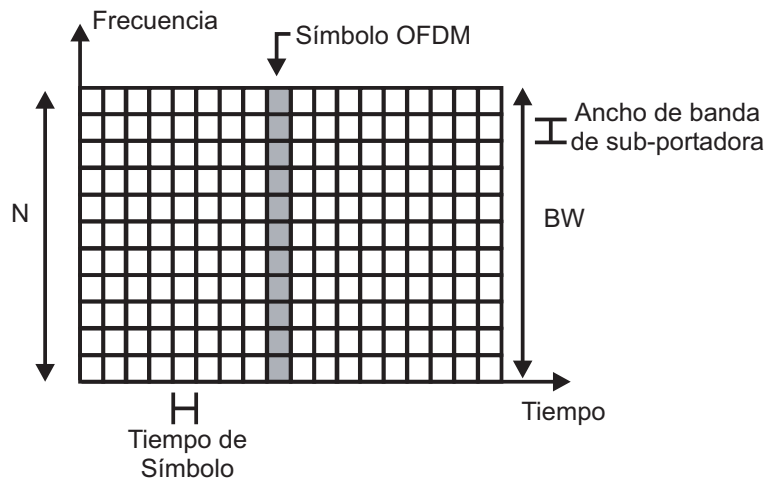


Figura 3.11: *Rejilla tiempo-frecuencia*

<sup>5</sup>Diseñando adecuadamente los parámetros del sistema OFDM para que el tiempo de guarda sea superior a la máxima longitud de la respuesta al canal.

### 3.3.6. Principales problemas en OFDM

Una vez vistas las bondades de la modulación OFDM, es preciso resaltar los dos principales problemas de que la implementación de un sistema OFDM adolece: la sincronización y la elevada relación de potencia de pico a media que posee. Dado que en el siguiente capítulo de la Tesis se aborda en profundidad el problema de la sincronización, no se expondrá aquí.

#### 3.3.6.1. PAR en señales OFDM

El otro de los problemas importantes en las modulaciones multi-portadora es su elevada excursión de señal, más conocida como relación de potencia de pico a media, (PAR - *Peak-to-Average power Ratio*), o Factor de cresta. La PAR se define como [Carlson, 1975]:

$$\chi = \frac{\max\{s(t)^2\}}{E\{s(t)^2\}} \quad (3.40)$$

Sin embargo, para estudiar este fenómeno en sistemas OFDM, es más conveniente trabajar con la señal en tiempo discreto, y calcular esta relación símbolo a símbolo:

$$\chi^l = \frac{\max\{|s^l[n]|^2\}}{E\{|s^l[n]|^2\}}, n = 1 \dots N \quad (3.41)$$

donde  $\max\{|s^l[n]|^2\}$  representa la máxima potencia de la señal en el símbolo  $l$ , y  $E\{|s^l[n]|^2\}$  es la media de la potencia del símbolo  $l$ . La distribución de las amplitudes en OFDM se puede aproximar teóricamente, utilizando el teorema central del límite, por una gaussiana, y por lo tanto, la potencia es Rayleigh. Esto hace que la excursión de estas señales sea muy grande. Por otra parte, la información en OFDM se encuentra principalmente en la amplitud y en la fase, y por tanto, es necesario que ambas no se distorsionen cuando son enviadas. Esto implica que los amplificadores de potencia de salida deberán tener un gran margen dinámico lineal para no distorsionar la señal. Para que el amplificador se encuentre en su zona lineal durante toda la gran excursión de la señal, se suelen polarizar muy por debajo de la zona lineal (lo que se denomina *back-off* en la literatura anglosajona), y esto, reduce muy significativamente la eficiencia de los amplificadores.

Por este motivo, la reducción de la PAR en señales OFDM ha sido investigada por multitud de autores. Desde los primeros, de los que caben destacar los trabajos de *Boyd* [Boyd, 1986], *Popovic* [Popovic, 1991], *Jones* [Jones & Wilkinson, 1994], [Wilkinson & Jones, 1995], o la colección de trabajos de *Wilich* [Wilich, 1996a], [Wilich, 1996b], [Wilich & Goldfeld, 1999], [Wilich, 2000],

[Wilich et al., 2000] y [Dinur & Wilich, 2001]. Después *Davis* [Davis & Jedwab, 97] propuso la utilización de secuencias Golay Complementarias para la reducción de la PAR, más tarde *Tellado* [Tellado & Cioffi, 1998], [Salvekar et al., 2001] o en su Tesis doctoral [Tellado, 1999], aportó diferentes alternativas para su reducción. Más recientemente *Tarokh* [Tarokh & Jafarkhani, 2000], o los trabajos del propio autor en su proyecto fin de carrera [Jiménez, 2001], y en diferentes contribuciones [Jiménez et al., 2002a], [Armada et al., 2001], [Jiménez & Armada, 2001] o [García-Arroba et al., 2003]. Uno de los mejores estudios sobre PAR se puede encontrar en [Ochiai, 2001].

### 3.4. Bit-loading

Gracias a la partición que hacen los sistemas multi-portadora del canal en pequeños pedazos, es posible ajustar la modulación en cada uno de estos sub-canales de tal forma que se optimice la transmisión de información dependiendo de la calidad (relación señal a ruido) de cada uno de ellos y tratar de alcanzar la capacidad del canal. Partiendo de la teoría de la capacidad del canal de *Shannon* [Shannon, 1948], en la que se definió la cuantificación de la máxima tasa de transmisión alcanzable libre de errores cuando no se tienen límites en la complejidad ni en el retardo de decodificación, y aplicándolo a la modulación multi-portadora, la capacidad de cada uno de los sub-canales  $k$  puede calcularse como:

$$C_k = \log_2 (1 + SNR_k) \quad (3.42)$$

donde  $SNR_k$  es la relación señal a ruido para el sub-canal  $k$ -ésimo. Si se ha diseñado correctamente el sistema multi-portadora, la respuesta al canal que experimentará cada sub-portadora será AWGN y con desvanecimiento plano. Utilizando una modulación y esquema de codificación concreto y la aproximación del SNR gap [Gallager, 1968]<sup>6</sup>, se puede calcular el número óptimo de bits por símbolo para cada una de las sub-portadoras de la siguiente forma:

$$b_k = \log_2 \left( 1 + \frac{SNR_k}{\Gamma(\mathcal{C}, P_e)} \right) \quad (3.43)$$

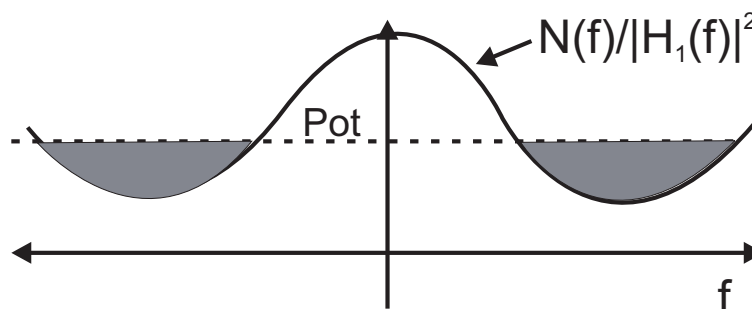


Figura 3.12: **Representación gráfica del rellenado de agua (waterfilling).**  $N(f)$  densidad espectral de ruido y  $H_1(f)$  respuesta del canal

donde  $\Gamma(\mathcal{C}, P_e)$  es el SNR gap, que depende del esquema de codificación elegido ( $\mathcal{C}$ ) y de la probabilidad de error ( $P_e$ ) que se desea, y representa la pérdida en SNR en la que se incurre por el hecho de utilizar una modulación y un esquema de codificación concretos. Este SNR gap está

<sup>6</sup>Es una medida de la pérdida que existe por el hecho de utilizar una modulación y esquema de codificación concretos en lugar del óptimo que alcanzaría la capacidad del canal.

definido para modulaciones M-PAM, M-QAM [Chow et al., 1991] y M-PSK [Armada, 2005]. La distribución óptima de energía se obtiene mediante el conocido rellenado de agua (*waterfilling* o *waterpouring* en la literatura anglosajona) (véase figura 3.12). Sin embargo, esta distribución no es implementable en un sistema real porque éstos requieren de un número entero (y discreto) de bits y el rellenado obtiene unos valores reales (continuos). Los algoritmos que dan como resultado distribuciones de energía con números enteros de bits se denominan *bit-loading*. En la actualidad existe una gran variedad de algoritmos de este tipo, como se verá en el apartado 5.2. En la figura 3.13 se muestra gráficamente el concepto de *bit-loading*. En ella se puede ver cómo, dependiendo de la relación señal a ruido del canal, se emplean más o menos bits. Cuanto mayor sea esta relación, mayor número de bits por símbolo se podrán enviar por ese sub-canal.

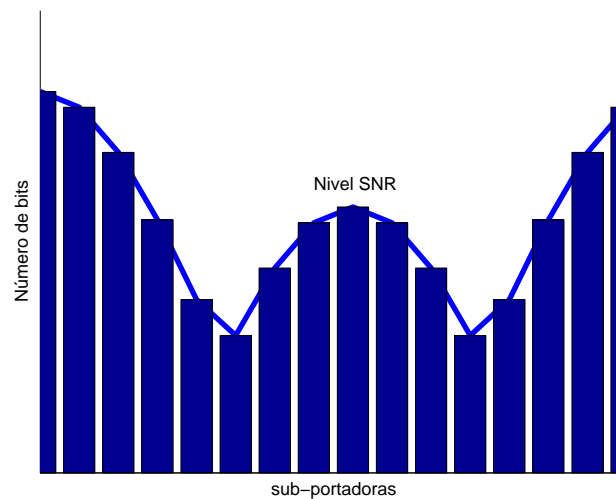


Figura 3.13: *Concepto de bit-loading*



### 3.5. Sistemas OFDMA

Una vez se ha explicado brevemente en qué consiste OFDM, la extensión lógica de ésta es permitir que varios usuarios diferentes compartan, en diferentes sub-portadoras, la transmisión. Esto es OFDMA (Acceso Múltiple por División en Frecuencias Ortogonales - *Orthogonal Frequency Division Multiple Access*). Es decir, ahora un terminal sólo modula ciertas sub-portadoras, dejando el resto libres para que puedan ser utilizadas por otro(s) usuario(s). Como se verá en el siguiente capítulo, este nuevo paradigma permite un mejor aprovechamiento de los recursos, pero a su vez complica significativamente los sistemas. Sin embargo, es OFDMA la técnica que se encuentra mejor posicionada, al menos en el enlace descendente, para convertirse en la tecnología de la Super 3G o la 4G móvil [Qui & Chawla, 1999] o [Dahlman et al., 2005].

#### 3.5.1. Aplicaciones de OFDMA

Aunque cada vez son más las propuestas, al menos sobre papel, de sistemas OFDMA, todavía existen pocos estándares y sistemas reales que implementen OFDMA. Dos de ellos son IEEE 802.16a [IEEE, 2003a], conocido como WiMaX, e HiperMAN [ETSI, 2005]. Aunque en principio cada terminal puede escoger en qué sub-portadoras transmitir información, así como el número de éstas, en ambos estándares se fijan tanto el número de sub-portadoras por usuario (a 12, 24, 48, 96 ó 192) como la distribución de éstas: contigua. Esto es lo que denominan sub-bandas. Lo que puede seleccionar el terminal dependiendo de la calidad de cada una de estas sub-bandas, es la sub-banda donde transmitir, el número de sub-bandas, así como la modulación en cada una de ellas.

En cuanto a sistemas propuestos en la literatura, destacar el descrito en [Sternad et al., 2003], que se utilizará en esta Tesis para probar algunos de los algoritmos propuestos en ella.

### 3.6. Descripción de escenarios

En esta Tesis se van a tomar como referencia tres sistemas distintos que cubren un amplio espectro de las comunicaciones inalámbricas. Éstos son:

- Sistema IST PACWOMAN. [PACWOMAN, 2001] (Redes WPAN)
- Sistema IEEE 802.11a. [IEEE, 2001] (Redes WLAN)
- Propuesta de la Universidad de Chalmers para enlace descendente. [Sternad et al., 2003] (Redes celulares 4G)

#### 3.6.1. Sistema IST PACWOMAN

El proyecto IST PACWOMAN (*Power Aware Communications for Wireless OptiMised personel Area Network*) [PACWOMAN, 2001] fijó como objetivo el diseño de redes ad-hoc de área personal, y una de las técnicas utilizadas para ello es OFDM. En concreto, se ha propuesto una variante denominada H-OFDM (OFDM Híbrido - *Hybrid OFDM*) que consiste en, un sistema TDMA/OFDMA (Acceso Múltiple por división tanto en tiempo como en frecuencias ortogonales - *Time Division Multiple Access / Orthogonal Frequency Division Multiple Access*).

El sistema H-OFDM propuesto en PACWOMAN organiza la transmisión en tramas, que a su vez se dividen en ranuras (*slots* en la literatura anglosajona) y éstos pueden contener una serie de símbolos OFDM (hasta 150) compartidos o no por varios usuarios. La duración de cada trama es de 16.864 mseg. Es, por tanto, una transmisión de paquetes en la que los usuarios comparten el tiempo en sub-portadoras ortogonales [Armada et al., 2003], [Jiménez et al., 2003].

El hecho de dividir la transmisión en tramas, ranuras de tiempo y símbolos compartidos por diferentes usuarios es porque, de esta forma, se aprovechan tanto la diversidad temporal como la diversidad multi-usuario, además de dotar de una flexibilidad muy alta al sistema, dado que un equipo puede utilizar todas las ranuras de tiempo en todas las sub-portadoras (terminales de alta velocidad) o por el contrario utilizar muy pocas ranuras y sub-portadoras (terminales de baja velocidad). Indicar que este sistema permite el uso de modulación adaptativa en cada una de las sub-portadoras. En la tabla 3.1 se resumen los principales parámetros del sistema.

Parámetro	Valor
Número de sub-portadoras ( $N$ )	64
Tiempo de guarda ( $T_g$ )	$0.4 \mu\text{s}$
Ancho de Banda (BW)	10 MHz
Tiempo de Símbolo ( $T_s$ )	$6.4 \mu\text{s}$
Duración de trama	16.864 ms
Duplexación	TDD
Tecnología	TDMA/OFDMA

Tabla 3.1: Parámetros sistema IST PACWOMAN

El ámbito para el que se propone el proyecto IST PACWOMAN se centra sobre las redes inalámbricas *ad-hoc* de corto alcance (área personal): WPAN (*Wireless Personal Area Network*), haciendo especial hincapié en las restricciones de potencia. Se pretende diseñar terminales baratos y que consuman muy poco, para extender de este modo el uso de las baterías. Estos objetivos han sido tomados también por estándares en proceso de elaboración como son el IEEE 802.15.3 [IEE, 2003] ó 802.15.4 [IEEE, 2004]. Tanto la restricción de la potencia como la de ser un entorno ad-hoc serán muy importantes a la hora de diseñar las estrategias de sincronización para el sistema.

### 3.6.2. Sistema IEEE 802.11a

Otro de los sistemas que se han utilizado para probar las propuestas de la Tesis es el estándar IEEE 802.11a [IEEE, 2001]. Es este un sistema para redes inalámbricas de área local (WLAN) basado también en OFDM y en la transmisión de paquetes. Estos paquetes disponen de una cabecera de estructura conocida tanto en el transmisor como en el receptor que puede ser utilizada para la sincronización y la estimación de canal, y el tamaño de estos paquetes es variable y dependerá de las necesidades de transmisión del terminal. Los principales parámetros se muestran en la tabla 3.2.

Este estándar permite el uso de diferentes modulaciones dependiendo de la calidad global del canal. Es decir, si en general el canal que experimenta un terminal es bueno, todas las sub-portadoras serán cargadas con constelaciones más densas, mientras que si por el contrario es de más baja calidad, se utilizarán constelaciones menos densas. Se podría decir que es una

modulación adaptativa un tanto gruesa (lo que se denominará en esta Tesis, adaptación del enlace), pues en cada trama se utiliza la misma modulación para todas las sub-portadoras. Además, la transmisión es TDMA, lo que supone que durante el tiempo de transmisión de un paquete sólo hay un único usuario transmitiendo.

Parámetro	Valor
Número de sub-portadoras ( $N$ )	64
Tiempo de guarda ( $T_g$ )	$0.8 \mu s$
Ancho de Banda (BW)	20 MHz
Tiempo de Símbolo ( $T_s$ )	$4 \mu s$
Duración de paquete	Variable
Duplexación	FDD
Tecnología	TDMA/OFDM

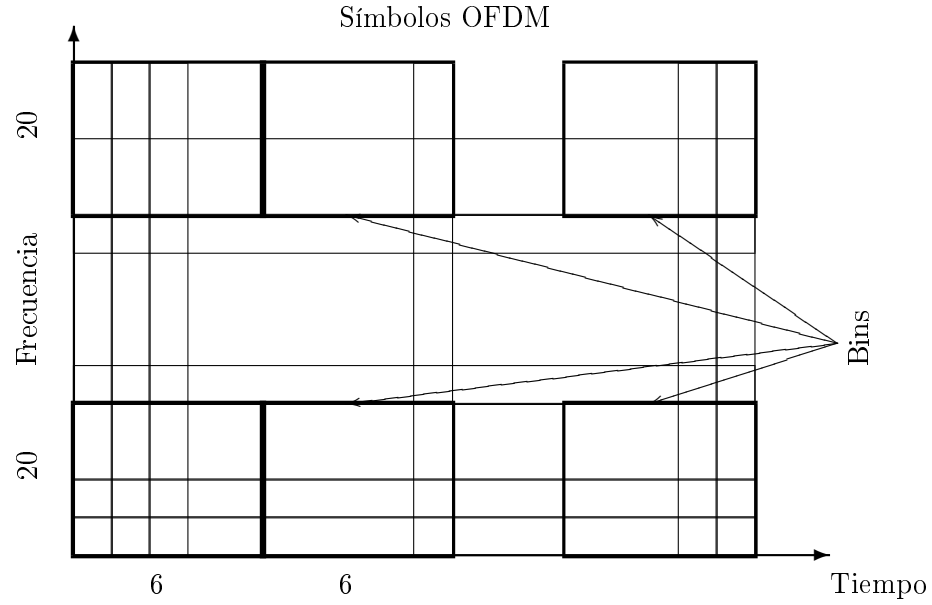
Tabla 3.2: Parámetros sistema IEEE 802.11a

### 3.6.3. Propuesta de la Universidad de Chalmers para enlace descendente

Por último, el tercer escenario en el que se han realizado pruebas en la Tesis, es la propuesta de enlace descendente de la Universidad de Chalmers para sistemas celulares 4G. Está basado también en TDMA/OFDMA.

La principal diferencia con respecto al sistema IST PACWOMAN, además de ciertos parámetros de diseño (los escenarios de utilización son diferentes), es el hecho de que en esta propuesta se agrupan las sub-portadoras en grupos de 20 sub-portadoras adyacentes, durante 6 símbolos consecutivos, y a esto es lo que denominan *bin* [Sternad et al., 2003]. Véase la figura 3.14 para una mayor claridad. La duración de las tramas es de 0.667 mseg. Los otros parámetros relevantes al sistema se muestran en la tabla 3.3.

El sistema adaptativo propuesto está destinado al enlace descendente, con lo cual el enlace de realimentación deberá estar alojado en el enlace ascendente (que normalmente dispone de recursos más reducidos). Además, el esquema es multi-usuario celular en donde la estación base será la encargada de reunir toda la información de los terminales activos en el sistema y decidir a qué equipos permite transmitir en la siguiente trama. Esto lo hará mediante algoritmos de


 Figura 3.14: *Agrupación de las sub-portadoras en bins.*

planificación (*scheduling* en la literatura anglosajona) en los que se tenga en cuenta la igualdad (*fairness* en la literatura anglosajona), basándose en la información provista por los usuarios, como en [CAB, 2001]. Una propuesta reciente se encuentra en [Feng et al., 2005]. No obstante, el estudio de la planificación se escapa de los objetivos de la presente Tesis.

Parámetro	Valor
Número de sub-portadoras ( $N$ )	512
Tiempo de guarda ( $T_g$ )	11 $\mu$ s
Ancho de Banda (BW)	500 MHz
Tiempo de Símbolo ( $T_s$ )	111 $\mu$ s
Duración de trama	0.667 ms
Duplexación	FDD
Tecnología	TDMA/OFDMA

Tabla 3.3: Parámetros sistema propuesto en Chalmers

Como se ha mencionado, el sistema utiliza modulación adaptativa. En este caso, la adaptación se hace en cada uno de los diferentes *bins*, lo cual permite reducir la complejidad del sistema

Sistema	Tecnología	Escenario	Nivel adaptación
PACWOMAN	TDMA/OFDMA	WPAN	Sub-portadora
IEEE 802.11a	TDMA/OFDM	WLAN	Trama
Chalmers	TDMA/OFDMA	Celular	Bin

Tabla 3.4: Comparativa de las características de los diferentes sistemas

pero por contra, reduce ligeramente la diversidad multi-usuario. Este sistema también utiliza TDMA/OFDMA para aprovechar la diversidad temporal y multi-usuario además de obtener un sistema flexible.

A modo de resumen de los escenarios se muestra en la tabla 3.4 una comparativa con las principales características de cada uno de los sistemas que se utilizarán en esta Tesis.

## Capítulo 4

# Sincronización en entornos multi-usuario

En este capítulo dedicado a la sincronización multi-usuario en sistemas OFDM y OFDMA, primero se comenzará por hacer un repaso a las técnicas existentes en la literatura dedicadas a la sincronización en OFDM, principalmente para el caso mono-usuario, puesto que existe muy poco escrito para el escenario multi-usuario. Después se presentará y analizará un algoritmo para realizar el seguimiento de la desviación de frecuencia utilizando las sub-portadoras piloto de los símbolos, basado en el algoritmo propuesto por *Moose* [Moose, 1994], que ofrece unas prestaciones razonables incluso en el caso de que el número de sub-portadoras piloto sea reducido. Para terminar, se propone un procedimiento para reducir el problema de la sincronización multi-usuario para sistemas OFDMA en entornos *ad-hoc* al problema de sincronización mono-usuario en OFDM, ampliamente estudiado en la literatura, permitiendo la reutilización de todos estos algoritmos. Además, este procedimiento, denominado *procedimiento del líder* no requiere de un incremento en consumo de potencia, lo que lo hace muy atractivo para redes móviles.

### 4.1. Sincronización en OFDM

La sincronización en cualquier sistema de comunicaciones es un aspecto importante a tener en cuenta. La sincronización en OFDM, que debe realizarse tanto en tiempo como en frecuencia, es muy importante, y es motivo de amplios estudios. De hecho, la sincronización es uno de los puntos más importantes a la hora de diseñar cualquier sistema OFDM. En [Pollet et al., 1995] o [Moenclaey, 1997] se muestran mediante simulación los efectos nocivos que, sobre las prestaciones globales del sistema, tienen los pequeños desajustes en tiempo

[Zogakis & Cioffi, 1996] y frecuencia [Steendam et al., 1998]. También en [Tomba, 1998], [Armada & Calvo, 1998] y [Armada, 2001b] se estudia el efecto que tiene el ruido de fase, mientras que en [Robertson & Kaiser, 1999] se particulariza para canales móviles <sup>1</sup>. Y en [Björnemo, 2005] se analiza teóricamente el problema.

A continuación se muestra un breve análisis sobre los efectos que se producen cuando existe un desajuste en tiempo entre el transmisor y el receptor, para, posteriormente, hacer un repaso de las técnicas y algoritmos propuestos en la literatura para la sincronización temporal. Después se hará lo mismo con el efecto de la desviación en frecuencia y las técnicas para su estimación y corrección. Muchas de ellas proporcionan tanto sincronización en tiempo como en frecuencia. Una vez estudiadas estas propuestas para el caso de un sólo usuario se contemplará el escenario multi-usuario, en el que se distinguirán dos casos: cuando existe una infraestructura (y por tanto una estación base o similar) y cuando no existe, escenario *ad-hoc*. Para el primero de los escenarios existen en la literatura algunas propuestas en sincronización, sin embargo para el segundo caso no se conoce ninguna, salvo la que se propone en la presente Tesis. Llegados a este punto, se aportará un algoritmo para realizar el seguimiento del desplazamiento de frecuencia en sistemas en donde existen sub-portadoras piloto, que proporciona de forma sencilla y eficiente una mejora significativa de las prestaciones globales del sistema. Y por último se presenta la propuesta para sincronización multi-usuario en escenarios *ad hoc* que reduce el problema de la sincronización multi-usuario al caso de un sistema mono-usuario, *Procedimiento del líder*, pudiéndose aplicar de esta forma los algoritmos propuestos en la literatura.

#### 4.1.1. Sincronización en tiempo

En primer lugar se introducirá el problema de la desalineación temporal en OFDM. Si existe un desajuste en tiempo de  $\tau$  muestras, la ventana en la que se realiza la DFT se desplazará también  $\tau$  muestras, lo que generará una rotación de los datos demodulados, y por tanto un decremento en las prestaciones globales del sistema. Matemáticamente, esto es debido a las propiedades de la DFT:

$$f(t) \leftrightarrow F(w) \quad (4.1)$$

$$f(t - \tau) \leftrightarrow e^{-jw\tau} F(w) \quad (4.2)$$

---

<sup>1</sup>Se analiza para canales simples de dos etapas así como para canales con espectro Doppler clásico (Jakes).



Cualquier desajuste  $\tau$  en el receptor, introducirá un error de fase de  $2\pi\Delta f\tau/T_s$  entre dos sub-portadoras adyacentes. Si este desajuste  $m$  es un múltiplo de  $T_s$ , el desplazamiento de fase entre dos sub-portadoras adyacentes será de  $\delta f = 2\pi m/N$ , donde  $N$  es el número de sub-portadoras del sistema OFDM y  $T_s$  es el tiempo de símbolo.

Si  $\tau$  es un número positivo de muestras, en lugar de realizar la DFT sobre los datos del símbolo a procesar, parte de ellos serán muestras del prefijo cíclico del siguiente símbolo y por tanto, no sólo se producirá una rotación, sino que además existirá interferencia entre símbolos OFDM, puesto que parte de la información se estará tomando del símbolo OFDM adyacente (véase figura 4.1). En este caso, la degradación es mucho mayor.

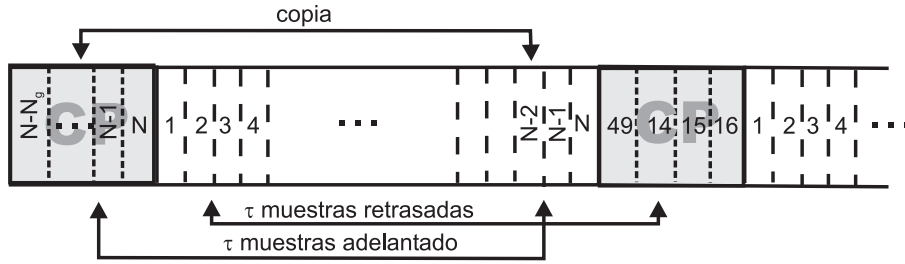


Figura 4.1: *Transmisión OFDM con desajustes temporales*

Mientras que si el número de muestras de desajuste  $\tau$  es negativo, las muestras se tomarán del prefijo cíclico, es decir, de datos válidos, y sí tendrá sentido hablar de rotación de los datos. Además, puesto que después de la etapa de sincronización existe una estimación de canal, el hecho de que se hayan tomado muestras del prefijo cíclico y, por tanto, se haya producido esta rotación será tenido en cuenta por el algoritmo de estimación de canal, estimándose en ese caso una respuesta de éste que incluye esta rotación. En ese caso las prestaciones no se van a ver prácticamente afectadas, y, a efectos prácticos, se obtienen resultados muy similares a los que resultarían si la sincronización hubiese sido perfecta. No obstante esto es cierto siempre y cuando  $\tau$  sea pequeño, pues no debemos olvidar que las muestras del prefijo cíclico suelen estar afectadas por la ISI. Como ya se comentó en el capítulo dedicado a la modulación OFDM, el CP se suele diseñar para que cubra la dispersión de retardo del canal. No obstante, para condiciones normales del canal, las últimas muestras del CP no suelen estar muy afectadas, y, por tanto, si  $\tau$  es pequeño las muestras tomadas del CP estarán libres de ISI [Jiménez et al., 2004b]. A medida que  $\tau$  se haga mayor, la probabilidad de que parte de las muestras del CP hayan sido afectadas más seriamente por la ISI aumenta, lo que conlleva a que la probabilidad de error se vea incrementada.

Por otra parte, como ya se ha mencionado, si  $\tau$  es positivo, se estarán tomando muestras del CP del símbolo OFDM adyacente y esto repercutirá en un incremento muy elevado de la probabilidad de error. Para resolver esto, en la implementación de los sistemas se utilizan lo que se denominan pre-guardas. En recepción, en lugar de tomar la señal recibida, eliminar el prefijo cíclico y realizar la DFT, la ventana para realizar la DFT se toma comenzando una serie de muestras en el prefijo cíclico, las pre-guardas (el tamaño de la ventana de la DFT seguirá siendo el mismo, es decir  $N$ ). Esto se muestra gráficamente en la figura 4.2. De esta forma, mientras  $N_g - N_{pg} < \tau < N_{pg}$ , y se utilice un algoritmo de estimación de canal, el sistema funcionará correctamente.  $N_{pg}$  es el número de muestras de pre-guarda. Hacer dos consideraciones aquí: la primera es que  $N_{pg}$  debe ser pequeño por el mismo motivo que se argumentó anteriormente, las muestras del prefijo cíclico pueden estar afectadas por la ISI. La segunda, a la hora de demodular, es necesario tener en cuenta esta rotación artificial introducida por las pre-guardas y habrá que rotar los datos:  $-2\pi N_{pg}/N$ .

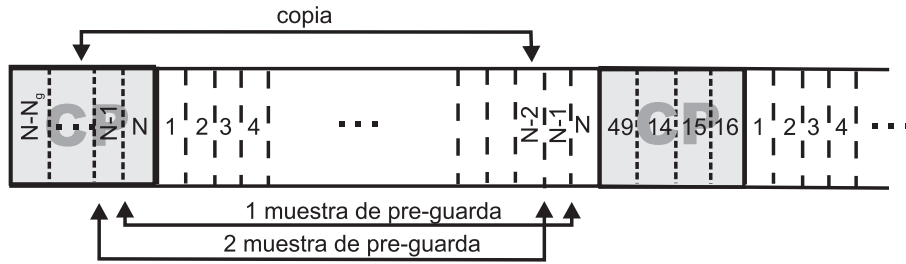


Figura 4.2: *Utilización de las pre-guardas para evitar interferencia entre símbolos OFDM por pequeños desajustes temporales*

#### 4.1.1.1. Revisión de algoritmos de sincronización de tiempo

La literatura referente a sincronización en tiempo en OFDM es muy amplia. Como se muestra en [Pollet et al., 1995], [Zogakis & Cioffi, 1996], [Yip et al., 2002] o [Yip et al., 2004], es muy importante que ésta sea muy precisa para que el sistema no se degrade en demasía. Por este motivo muchas son las propuestas para realizar la sincronización en tiempo en OFDM. Aunque la mayoría de las técnicas realizan la sincronización conjunta tiempo-frecuencia, en ese apartado se van a comentar aquellas que sólo realizan la sincronización temporal y la parte de sincronización en tiempo en aquellas técnicas que la realizan conjuntamente.

Estos algoritmos se dividen en la literatura en dos clases:

- NPSA (*No ayudado por pilotos - Non Pilot Symbol Aided*) [García, 2001] o NDA (*No ayudados por datos - Non Data Aided*) [Classen & Meyr, 1994]: no requieren de ningún símbolo piloto para realizar la sincronización. Suelen utilizar la redundancia en el prefijo cíclico, la propiedad de cicloestacionariedad que posee OFDM o ciertas propiedades de la modulación de los datos.
- PSA (*Ayudado por pilotos - Pilot Symbol Aided*) [García, 2001] o DA (*Ayudado por datos - Data Aided*) [Classen & Meyr, 1994]: requieren de una información conocida en ciertas sub-portadoras (sub-portadoras piloto) para la sincronización. Suelen llevar aparejado una pérdida pequeña en eficiencia puesto que esas sub-portadoras no transportan datos. No obstante suelen ser más robustos que los NPSA y los estándares que utilizan OFDM suelen disponer de ciertas sub-portadoras piloto, que pueden ser utilizadas para la sincronización, la estimación de canal, el seguimiento de la desviación de frecuencia, etc.

#### 4.1.1.2. Algoritmos NPSA

Al primero de estos grupos, el NPSA pertenecen [van de Beek et al., 1997] o [van de Beek, 1998] que hacen uso del prefijo cíclico de la señal OFDM para estimar o detectar el comienzo de cada símbolo. Ambas referencias proponen algoritmos para la sincronización tanto en tiempo como en frecuencia. Estos algoritmos suelen funcionar bien cuando  $N$  es grande, como por ejemplo en el estándar DVB-T [DVB, 2004]. Dado que el prefijo cíclico es la repetición de la parte final del símbolo OFDM colocada al comienzo, la correlación entre estas muestras será elevada y por tanto detectando los picos se podrá estimar razonablemente el comienzo del símbolo OFDM, de la siguiente forma:

$$v[n] = \sum_{m=0}^{L-1} r^*[n+m-N]r[n+m] \quad (4.3)$$

Siendo  $n$  el índice temporal de la señal recibida  $r$ ,  $N$  el número de sub-portadoras y  $L$  el tamaño de la ventana sobre la que se realiza la correlación (suele ser el tamaño del prefijo cíclico, es decir,  $L = N_g$ ). Maximizando la ecuación anterior (4.3) se encontrará el inicio del símbolo OFDM:

$$n_{orig} = \text{máx } v[n] \quad (4.4)$$

La maximización de la ecuación (4.3) puede llevar a mínimos locales en canales AWGN y selectivos en frecuencia, por lo que en [Athaudage & Krishnamurthy, 2002] se propone el uso de algoritmos de optimización locales como los propuestos en [Andradottir, 1996] y [Andradottir, 1999] para acelerar la convergencia y mejorar las prestaciones del algoritmo de sincronización.

La ecuación (4.3) se corresponde con el estándar DVB-T [DVB, 2004], mientras que la ecuación (4.5) se corresponde con la propuesta de [Wei & Schlegel, 1995] y por último (4.6) se corresponde con la propuesta en [van de Beek et al., 1997] y [van de Beek, 1998], muy parecidas en su planteamiento.

$$v'[n] = 2v[n] - \sum_{m=0}^{L-1} (|r[n+m-N]|^2 + |r[n+m]|^2) \quad (4.5)$$

$$v''[n] = v[n] - \frac{SNR}{2(SNR+1)} \sum_{m=0}^{L-1} (|r[n+m-N]|^2 + |r[n+m]|^2) \quad (4.6)$$

donde, como en el caso anterior,  $L$  es el tamaño de la ventana,  $n$  es el índice temporal de la señal recibida  $r$ ,  $N$  el número de sub-portadoras y SNR la relación señal a ruido.

Por otro lado, en [Echavarri et al., 1999] y [García, 2001] se muestra una comparativa de varios de los algoritmos anteriores, en el que la principal conclusión es la siguiente: la maximización de la ecuación (4.3) ofrece unos resultados razonables mientras que las mejoras obtenidas maximizando las ecuaciones (4.5) y (4.6) no son muy significativas y la complejidad introducida no compensa las mejoras obtenidas.

En [Gunther et al., 1999] se propone el uso de las sub-portadoras virtuales o de guarda, para estimar de forma conjunta el origen del símbolo así como la desviación en frecuencia. Como se mencionó en el capítulo dedicado a OFDM, las sub-portadoras de guarda se dejaban sin modular en los extremos de las bandas para evitar la interferencia con las bandas de los sistemas adyacentes. El algoritmo se basa en la ortogonalidad entre las sub-portadoras virtuales y las moduladas.

No obstante, aunque estas técnicas NPSA funcionan razonablemente bien en canales AWGN, no son especialmente robustas en canales con gran dispersión de retardo (*delay spread* en la

literatura anglosajona), ya que gran parte de las muestras del prefijo cíclico se van a ver afectadas fuertemente por la ISI.

#### 4.1.1.3. Algoritmos PSA

Una vez vistas las técnicas NPSA, a continuación se muestra la gran variedad de técnicas que pueden englobarse dentro de la segunda de las categorías, PSA. Como se verá seguidamente, existen muchas más propuestas en este grupo que en el anterior, y en general son más robustas, especialmente en canales multi-trayecto. A su vez, las técnicas de esta categoría se podrían subdividir en otras dos:

- Basadas en preámbulos: los preámbulos son símbolos OFDM completamente conocidos tanto por el emisor como por el receptor formados generalmente por secuencias PN. Estas secuencias se suelen diseñar de forma adecuada con buenas propiedades de correlación. Adicionalmente, se diseñan con una baja PAR <sup>2</sup>. El estudio de secuencias PN óptimas desde el punto de vista de características de correlación o PAR se ha llevado a cabo en [Hazy & El-Tanany, 1997], [Tufvesson et al., 1999a] o [Kwon et al., 2004].
- Basadas en sub-portadoras piloto repartidas en el símbolo OFDM: utilizan la información en las sub-portadoras piloto que se encuentran repartidas en los símbolos OFDM. Estas sub-portadoras pueden encontrarse igualmente distribuidas en todos y cada uno de los símbolos como sucede en estándares como IEEE 802.11a [IEEE, 2001] o HIPERLAN 2 [ETSI, 2000], o siguiendo un patrón entre símbolos como sucede en estándares como el DAB [DAB, 2001] o DVB-T [DVB, 2004].

#### 4.1.1.4. Algoritmos PSA basados en preámbulos

En este primer grupo de algoritmos basados en preámbulos es necesario comenzar por los trabajos en sincronización tanto temporal como en frecuencia de *Schmidl et al.* [Schmidl & Cox, 1997] y [Schmidl, 1997] que fueron los pioneros en utilizar la repetición de dos símbolos en la transmisión (los preámbulos) para estimar el origen del símbolo así como su desplazamiento en frecuencia:

$$\Xi_{Sch} = [A_{N/2} \ A_{N/2} \ A_{N/2} \ A_{N/2}] \quad (4.7)$$

---

<sup>2</sup>Es importante recordar que, como ya se comentara en el capítulo 3, la PAR es un problema serio en los sistemas OFDM y por tanto es interesante que ésta sea lo menor posible para que no sea necesario utilizar amplificadores de potencia con un alto *back-off*, lo que repercute directamente en la eficiencia.

Donde  $A_{N/2}$  es una secuencia de longitud la mitad del tamaño de un símbolo, generada de la salida de la IDFT de una secuencia PN en las posiciones pares.

Proponen realizar una correlación entre los dos símbolos iguales:

$$P[n] = \sum_{m=0}^{L-1} (r^*[n+m]r[n+m+L]) \quad (4.8)$$

que puede calcularse de forma iterativa para facilitar su implementación física:

$$P[n+1] = P[n] + (r^*[n+L]r[n+2L]) - (r^*[n]r[n+L]) \quad (4.9)$$

donde  $L$  es el tamaño del símbolo preámbulo OFDM. Por tanto la ventana de correlación es  $2L$ . Para minimizar el efecto que haya podido causar el canal en la señal, se utiliza una métrica que normaliza la correlación con la energía de la señal recibida de la siguiente forma:

$$M[n] = \frac{|P[n]|^2}{(R[n])^2} \quad (4.10)$$

donde, la energía de la señal se calcula:

$$R[n] = \sum_{m=0}^{L-1} |r[n+m+L]|^2 \quad (4.11)$$

Una vez se tiene calculada esta métrica, la muestra en la que se alcance el máximo será la muestra en la que ambos símbolos se están correlacionando entre sí, y por tanto, ese será el inicio del símbolo:

$$n_{orig} = \max_n M[n] \quad (4.12)$$

En la figura 4.3 se puede ver el aspecto que tiene esta métrica. Como se puede apreciar en la figura, idealmente se alcanzará el valor de 1 cuando se estén correlacionando ambos símbolos y caerá bruscamente en el momento en que la ventana comienza a tomar muestras del símbolo adyacente. En un canal ideal, analíticamente se puede encontrar que el máximo es 1, y es sencillo determinar cuándo se alcanza y por tanto, el origen del símbolo, sin embargo, en una implementación física, se emplean detectores de flanco de bajada para estimar el origen de la transmisión. No obstante, si existe ruido AWGN, esta métrica puede no alcanzar el máximo de 1, pero en cualquier caso no va a existir esa meseta (*plateau* en la literatura anglosajona) tan bien definida. Además la caída no será tampoco tan brusca, como se puede ver en la figura 4.3.

Esta situación es todavía peor cuando se trata de un canal selectivo en frecuencia, como es el caso del canal HiperLAN 2 B [ETSI-BRAN, 1998], también se muestra la métrica de una de las realizaciones en la figura. En estos casos, la caída de la meseta es mucho más suave, haciendo necesario detectores más sofisticados, como el doble umbral propuesto en [Jiménez et al., 2004b].

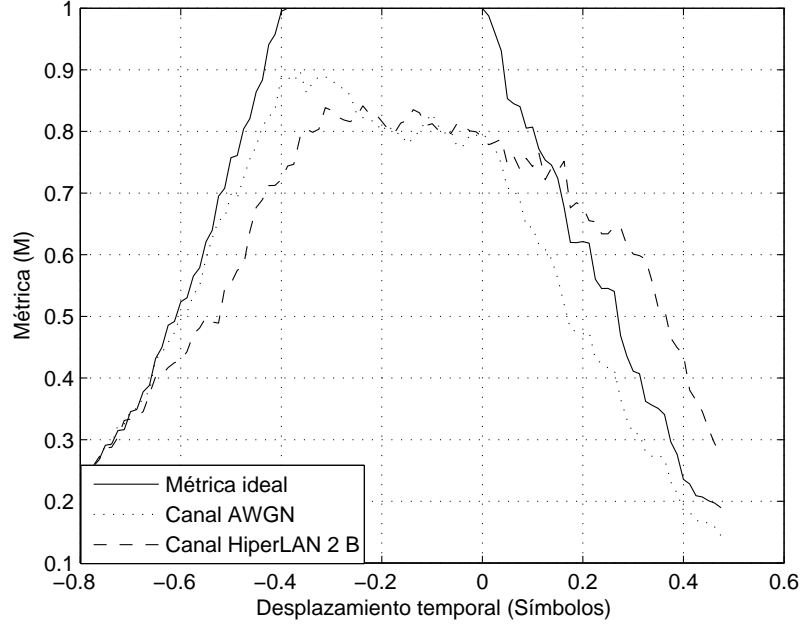


Figura 4.3: *Ejemplo de métrica en [Schmidl & Cox, 1997] para canales AWGN e HiperLAN 2 B. SNR = 10 dB*

Para mejorar estos resultados, en [García, 2001] y [Paez-Borralló et al., 1999] se propone utilizar el preámbulo anterior, ecuación (4.7), pero sobre-muestrear la señal recibida. Con esta idea se mejoran sensiblemente los resultados.

Recientemente se ha propuesto una variación al preámbulo anterior haciendo que ambos símbolos sean simétricos en vez de iguales [Zhang et al., 2004]:

$$\Xi_{Zhang} = \begin{bmatrix} A_N & A_N^\dagger \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

donde  $\dagger$  representa la simetría. La métrica propuesta en este caso es:

$$M_{Zhang}[n] = \frac{2 |P_{Zhang}[n]|}{\sum_{m=n}^{n+2N-1} |r[m]|^2} \quad (4.14)$$

donde

$$P_{Zhang}[n] = \sum_{m=0}^{N-1} r[2N + n - 1 - m]r^*[n + m] \quad (4.15)$$

Por otro lado, en [Minn et al., 2000] se demuestra que la razón por la que la varianza en la estimación de la sincronización temporal sea muy elevada, viene principalmente del hecho de la indeterminación que se genera en la meseta para determinar el origen del símbolo. Para solucionar este problema, se han propuesto en la literatura otras alternativas de preámbulos y de métricas que obtienen mejores resultados que los obtenidos en [Schmidl & Cox, 1997]. Así por ejemplo en [Minn et al., 2000] se propone la siguiente estructura de preámbulos:

$$\Xi_{Minn} = [B_{N/4} \ B_{N/4} \ -B_{N/4} \ -B_{N/4} \ B_{N/4} \ B_{N/4} \ -B_{N/4} \ -B_{N/4}] \quad (4.16)$$

donde  $B_{N/4}$  es una secuencia de longitud un cuarto del número de sub-portadoras. La métrica utilizada en [Minn et al., 2000]:

$$M_{Minn}[n] = \frac{|P_{Minn}[n]|^2}{(R_{Minn}[n])^2} \quad (4.17)$$

con:

$$P_{Minn}[n] = \sum_{m=0}^1 \sum_{l=0}^{N/4-1} r^* \left[ n + \frac{N}{2}m + l \right] r \left[ n + \frac{N}{2}m + l + \frac{N}{4} \right] \quad (4.18)$$

y

$$R_{Minn}[n] = \sum_{m=0}^1 \sum_{l=0}^{N/4-1} \left| r \left[ n + \frac{N}{2}m + l + \frac{N}{4} \right] \right|^2 \quad (4.19)$$

De esta forma, mientras que la métrica de la ecuación (4.10) alcanzaba el máximo durante todo el intervalo de correlación, la métrica de la ecuación (4.17) alcanza su máximo en el punto de comienzo del símbolo OFDM. Es decir, es mucho más pronunciada la pendiente y más sencilla su detección, y la varianza de la estimación es menor también. No obstante, para canales selectivos en frecuencia la varianza sigue siendo elevada. Para mejorarlo, más tarde <sup>3</sup> en [Minn et al., 2003b], aprovechando las ideas de los propios autores en [Yang et al., 2000] de utilizar la estimación de canal, y de [Morelli & Mengali, 1999], proponen un preámbulo dividido en  $N_L$  partes iguales siguiendo un patrón de signos  $p_s$ , p.e.  $p_s = [+ + - +]$ , de  $N/N_L$  muestras cada uno. La métrica

---

<sup>3</sup>Incluso proponen estimación de la desviación de frecuencia



utilizada ahora será parecida a la anterior, pero teniendo en cuenta el hecho de los signos de cada una de las partes:

$$M_{Minn-Letaief}[n] = \left( \frac{N_L}{N_L - 1} \frac{|P_{Minn-Letaief}[n]|}{R_{Minn-Letaief}} \right)^2 \quad (4.20)$$

en donde

$$P_{Minn-Letaief}[n] = \sum_{l=0}^{N_L-2} p_s[l] p_s[l+1] \cdot \sum_{m=0}^{N/N_L-1} r^* \left[ n + l \frac{N}{N_L} + m \right] r \left[ n + (l+1) \frac{N}{N_L} + m \right] \quad (4.21)$$

y

$$R_{Minn-Letaief}[n] = \sum_{m=0}^{N/N_L-1} \sum_{l=0}^{N_L-1} \left| r \left[ n + m + l \frac{N}{N_L} \right] \right|^2 \quad (4.22)$$

De esta forma, la métrica tiene una pendiente mucho más abrupta y es más sencillo estimar su máximo. Como curiosidad, si  $N_L = 2$ , y la secuencia patrón de signos es  $p_s = [++]$ , la anterior métrica se convierte en  $M$ , ecuación (4.10). Como se comentó al principio, es más grave sincronizarse después que antes de tiempo. Se propone aquí adelantar la estimación obtenida una serie de muestras  $\nu_c$ . Este valor se diseñará para que sea mayor que la máxima desviación temporal por exceso que pueda cometer el algoritmo, causada por la dispersión del canal. Después, se realizará una sincronización temporal fina utilizando la estimación de canal (se explica más adelante) que emplea los preámbulos anteriores, de forma parecida a [Yang et al., 2000].

En [Minn et al., 2000] no se analizan las prestaciones de su estimador, y más adelante en [Shi & Serpedin, 2004] se analiza la estructura del preámbulo así como se propone una modificación:

$$\Xi_{Shi} = [B_{N/4} \ B_{N/4} \ -B_{N/4} \ B_{N/4} \ B_{N/4} \ B_{N/4} \ -B_{N/4} \ B_{N/4}] \quad (4.23)$$

Además, se demuestra después de analizar todas las combinaciones  $[\pm B_{N/4} \ \pm B_{N/4} \ \pm B_{N/4} \ \pm B_{N/4}]$ , que la que mejores prestaciones ofrece es una que sólo utilice un  $-$ , en cualquiera de las posiciones. Propone una métrica alternativa:

$$M_{Shi} = \frac{P_{Shi}[n]}{\frac{3}{2} R_{Shi}[n]} \quad (4.24)$$

donde:

$$P_{Shi}[n] = \left| \sum_{l=0}^{N/8} r^*[n+l]r[n+l+N/8] - \sum_{l=0}^{N/8} r^*[n+l+N/8]r[n+l+N/4] - \sum_{l=0}^{N/8} r^*[n+l+N/4]r[n+l+N/2] \right| + \left| \sum_{l=0}^{N/8} r^*[n+l+N/8]r[n+l+N/2] \right| + \left| \sum_{l=0}^{N/8} r^*[n+l]r[n+l+N/2] \right| \quad (4.25)$$

y

$$R_{Shi}[n] = \left| \sum_{l=0}^{N/8} r^*[n+l]r[n+l] \right|^2 + \left| \sum_{l=0}^{N/8} r^*[n+l+N/8]r[n+l+N/8] \right|^2 + \left| \sum_{l=0}^{N/8} r^*[n+l+N/4]r[n+l+N/4] \right|^2 + \left| \sum_{l=0}^{N/8} r^*[n+l+N/2]r[n+l+N/2] \right|^2 \quad (4.26)$$

Utilizando esta nueva métrica se va ponderando por separado los distintos pedazos del preámbulo. Es como ir añadiendo la contribución de cada uno de ellos por separado para mejorar las prestaciones.

Por otra parte, para reducir la varianza en canales selectivos, en [Park et al., 2003] se propone un nuevo diseño de los preámbulos, haciendo que ambas partes sean hermiticas (simétricas y conjugadas). Lo que se persigue es hacer que la correlación en las muestras cercanas a la muestra origen de símbolo sean lo más diferente posible, para que, de este modo, la indeterminación sea menor y la varianza en la estimación también sea menor. El preámbulo propuesto en [Park et al., 2003] es:

$$\Xi_{Park} = \begin{bmatrix} C_{N/4} & D_{N/4} & C_{N/4}^* & D_{N/4}^* & C_{N/4} & D_{N/4} & C_{N/4}^* & D_{N/4}^* \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

donde  $C$  se genera haciendo la IDFT de una señal formada en sus posiciones pares por una secuencia PN y ceros en las posiciones impares. Mientras que  $D$  es la versión simétrica de  $C$ . La métrica sigue siendo igual que en casos anteriores:

$$M_{Park}[n] = \frac{|P_{Park}[n]|^2}{(R_{Park}[n])^2} \quad (4.28)$$

donde

$$P_{Park}[n] = \sum_{l=0}^{N/2} r[n-l]r[n+l] \quad (4.29)$$

y

$$R_{Park}[n] = \sum_{l=0}^{N/2} |r[n+l]|^2 \quad (4.30)$$

De esta forma, entre dos valores adyacentes, existen  $N/2$  diferentes pares de productos, haciendo que la métrica alcance su máximo en el origen del símbolo y sea prácticamente cero en el resto de posiciones. Esta métrica facilita en gran manera la forma de detección, y reduce la varianza del estimador. No obstante, en canales selectivos en frecuencia los resultados empeoran debido principalmente a la ISI.

En [Kim et al., 2000] se propone utilizar una doble ventana para mejorar la efectividad del método, y su métrica es:

$$M_{Kim}[n] = \frac{|P[n]|^2}{(R[n])^2} + \frac{|P[n+N]|^2}{(R[n+N])^2} \quad (4.31)$$

donde  $P$  y  $R$  son las mismas de las ecuaciones (4.8) y (4.11) respectivamente, propuestas en [Schmidl & Cox, 1997]. De esta forma se reduce el efecto tanto del ruido como del multi-trayecto, aunque también se incrementa el retardo para adquirir la sincronización, y si el bloque de Control Automático de Ganancia (AGC - *Automatic Gain Control* en la literatura anglosajona) requiere de muchas muestras para estabilizarse, puede llevar a la degradación de este método, porque está promediando muestras muy dañadas por el AGC.

Por otra parte, en [Morelli & Mengali, 1999] se demuestra que cuanto más pequeñas son las secuencias iguales en el preámbulo, mejores resultados se obtienen a la hora de la sincronización en frecuencia (aunque mayor varianza en la estimación temporal) y proponen un preámbulo de un sólo símbolo de duración, dividido en  $N_L$  partes iguales (con  $N_L > 2$ ), cada una de las cuales es generada utilizando la IDFT de una secuencia PN:

$$\Xi_{Morelli} = [E_{N/N_L} \ E_{N/N_L} \ \cdots \ E_{N/N_L}] \quad (4.32)$$

y la métrica utilizada en este caso es:

$$M_{Morelli}[n] = \frac{|P_{Morelli}[n]|^2}{(R_{Morelli}[n])^2} \quad (4.33)$$

donde

$$P_{Morelli}[n] = \frac{1}{N - nL} \sum_{l=nL}^{N-1} r[l]r[l - nL], \quad 0 \leq l \leq N_H \quad (4.34)$$

y

$$R_{Morelli}[n] = \sum_{m=0}^{L-1} |r[n + m + L]|^2 \quad (4.35)$$

donde  $L$  es la longitud de cada parte del símbolo, es decir,  $L = N/N_L$  y  $N_H$  es un parámetro de diseño ajustable que deberá ser menor que  $N_L - 1$ . También en [Kwon et al., 2004] se propone un preámbulo de un sólo símbolo una métrica similar para la sincronización temporal.

Utilizando la misma idea, en [Song et al., 2000] se propone un preámbulo con ocho pedazos iguales,  $N_L = 8$ , pero para mejorar los resultados se plantea una estimación multi-etapa (*multistage* en la literatura anglosajona) utilizando cada vez más *partes* del símbolo para realizar la estimación. Primeramente se utiliza  $L = N/2$ , en la siguiente etapa  $L = N/4$  y por último  $L = N/8$ :

$$\Xi_{Song} = [E_{N/8} \ E_{N/8} \ E_{N/8} \ E_{N/8} \ E_{N/8} \ E_{N/8} \ E_{N/8} \ E_{N/8}] \quad (4.36)$$

También en [Tufvesson et al., 1999a] y [Tufvesson et al., 1999b], se propone un preámbulo de un sólo símbolo:

$$\Xi_{Tufvesson} = [C_{N/2} \ C_{N/2} \ GI] \quad (4.37)$$

Sobre el que se aplica un sobre-muestreo de 2 para mejorar las prestaciones. El intervalo de guarda  $GI$  separa los datos del preámbulo. La señal recibida se multiplica por la secuencia PN utilizada originalmente para codificar la señal, lo que denominan re-modular la señal,  $c[n]$ , y la estimación se realiza buscando el máximo del siguiente sumatorio de productos cruzados:

$$P_{Tufvesson}[n] = \sum_{b=0}^{N_c-1} \left[ \left( \sum_{l=0}^{N-1} c^*[n - l - bN]r[n - l - bN] \right) \cdot \left( \sum_{l=0}^{N-1} c^*[n - l - (b + O)N]r[n - l - (b + O)N] \right)^* \right] \quad (4.38)$$

donde  $N_c$  es el número de productos utilizados para hacer la función *sync* y  $O$  es el retardo cuando se calcula los productos. Si se utilizan secuencias PN en el preámbulo, no habrá un retardo extra y por tanto  $N_c$  y  $O$  serán igual a uno. Maximizando la ecuación (4.38) se encuentra el origen del símbolo.

Una aplicación de las ideas en [Morelli & Mengali, 1999] de dividir el preámbulo en muchas partes iguales, para el estándar IEEE 802.11a [IEEE, 2001] que dispone de un preámbulo con 10 pedazos iguales, en [Zheng et al., 2004b] se propone la siguiente métrica para realizar la sincronización:

$$M_{Zheng}[n] = \frac{r_{av}[n]}{r_{av}[n-1]} \quad (4.39)$$

donde

$$r_{av}[n] = \frac{1}{N_{SS}} \sum_{l=1}^{N_{SS}} \left\{ \frac{1}{K_S} \sum_{m=0}^{K_S-1} \left[ |r[n+m] - r[n+m-lN/N_{SS}]|^2 \right] \right\} \quad (4.40)$$

y  $N_{SS}$  es el número de pedazos iguales en los que se divide el preámbulo, en el caso de IEEE 802.11a,  $N_{SS} = 5$ , y  $K_S$  es el número de símbolos sobre los que se realiza el promedio, para IEEE 802.11a,  $K_S = 2$ .

Otra propuesta para reducir la varianza en la estimación temporal utilizando el preámbulo en [Schmidl & Cox, 1997], ecuación (4.7), se analiza en [Mochizuki, 1998] y [Mochizuki et al., 1999], en donde se pondera la señal de correlación para evitar el efecto del multi-trayecto en la métrica resultante:

$$M_{Mochizuki}[n] = \frac{|P_{Mochizuki}[n]|^2}{(R_{Mochizuki}[n])^2} \quad (4.41)$$

en donde, como se ha dicho, se pondera la señal de correlación de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} P_{Mochizuki}[n] &= \sum_{l=0}^{N-1} (W[l] + 1) (r^*[n+l]r[n+l+N]) = \\ &= \sum_{l=0}^{N-1} (r^*[n+l]r[n+l+N]) + \sum_{l=0}^{N-1} W[l] (r^*[n+l]r[n+l+N]) = \\ &= P_1[n] + P_2[n] \end{aligned} \quad (4.42)$$

En donde  $W[l] = a_W l$ , siendo  $a_W$  el factor que indica la pendiente de la rampa de la función de pesos  $W$ . Por otra parte,  $P_1$  y  $P_2$  pueden ser calculados de forma iterativa:

$$P_1[n+1] = P_1[n] + r^*[n+N]r[n+2N] - r^*[n]r[n+N] \quad (4.43)$$

$$P_2[n+1] = P_2[n] + a_W \{Nr^*[n+N]r[n+2N] - P_1[n+1]\} \quad (4.44)$$

Y la energía se pondera también:

$$R_{Mochizuki}[n] = \sum_{l=0}^{N-1} (W[l] + 1) |r[n+l+N]|^2 \quad (4.45)$$

Para finalizar con los algoritmos que, de algún modo, utilizan las ideas de *Schmidl et al.*, en [Ren et al., 2004] se propone un preámbulo que mantiene las prestaciones en cuanto a sincronización en frecuencia (utiliza un preámbulo dividido en muchas partes), pero mejora la varianza en la estimación temporal, utilizando las ideas en [Park et al., 2003] sobre secuencias hermíticas. Se vuelven a utilizar dos símbolos OFDM de preámbulo, divididos en 16 partes hermíticas entre si por parejas <sup>4</sup>:

$$\Xi_{Ren} = [s_0 F_{N/8} \ s_1 G_{N/8} \ s_2 F_{N/8} \ s_3 G_{N/8} \ \cdots \ s_{14} F_{N/8} \ s_{15} G_{N/8}] \quad (4.46)$$

donde  $s_i$  son los pesos de cada una de las partes en las que se divide el preámbulo, que no es más que otra secuencia PN cuyos valores son +1 y -1. La métrica ahora se calculará:

$$M_{Ren}[n] = \frac{|P_{Ren}[n]|^2}{(R_{Ren}[n])^2} \quad (4.47)$$

donde

$$P_{Ren}[n] = \sum_{i=0}^7 s_i s_{15-i} \sum_{l=0}^{N/8-1} r \left[ n+l + \frac{Ni}{8} \right] r \left[ n-l + \frac{N(15-i)}{8} \right] \quad (4.48)$$

y

$$R_{Ren}[n] = \frac{1}{2} \sum_{i=0}^{2N-1} |r[i+n]|^2 \quad (4.49)$$

Existen en la literatura otras propuestas de preámbulos diferentes a los comentados anteriormente (basados en repetición). Así por ejemplo en [Castle, 1999] se propone un

---

<sup>4</sup>  $F$  y  $G$  son hermíticas entre sí, es decir,  $x_{F,i} = x_{G,N/8-i+1}^*$ .  $F$  se construye realizando la IDFT de una secuencia PN en las posiciones pares y ceros en las impares, como en ocasiones anteriores.

preámbulo y la sincronización temporal se realiza en dos etapas, en una primera se detecta la energía y en una segunda se utilizan las propiedades de correlación del preámbulo diseñado. En [Jeon et al., 1999] se propone otro diferente. Por otro lado, en [Hazy & El-Tanany, 1997], se proponen dos tipos de preámbulo, uno basado en una secuencia *chirp* modulada en FM (*Modulación de Frecuencia - Frequency Modulation*)<sup>5</sup>, y otro basado en una M-secuencia<sup>6</sup>. De los dos preámbulos propuestos, el primero de ellos ofrece mayor inmunidad frente a la selectividad en frecuencia, a la vista de los resultados en [Hazy & El-Tanany, 1997].

En [Warner & Leung, 1993] se utilizan las ideas de *Moose* [Moose, 1994] (se verá en el apartado dedicado a la sincronización en frecuencia) para la sincronización temporal, correlacionando la señal en sub-portadoras pilotos para obtener la sincronización. Esta idea es costosa computacionalmente porque requiere realizar una gran cantidad de operaciones DFT, aunque en el artículo se propone una forma para reducir la complejidad utilizando algunas propiedades de la transformada de Fourier.

Otra alternativa de preámbulos se propone en [Nogami & Nagashima, 1995] y en [Hung & Su, 1999]. Ambos utilizan un preámbulo formado por un símbolo nulo y otro formado por una secuencia PN como en casos anteriores. Aprovechan la ortogonalidad entre el símbolo nulo y el resto para la sincronización:

$$\Xi_{Nogami} = [0_N \ A_N] \quad (4.50)$$

Como en los preámbulos anteriores,  $A$  se obtiene realizando la IDFT de una secuencia PN en las posiciones pares y ceros en las posiciones impares. El preámbulo en [Hung & Su, 1999] es muy parecido y es el utilizado en el proyecto EUREKA 147, más conocido como DAB [DAB, 2001]. El principal inconveniente de estos preámbulos surge cuando se utilizan en transmisión de paquetes, porque se pueden confundir el símbolo nulo con los intervalos en los que no se transmiten paquetes.

Por otro lado, para el caso del DVB-T [DVB, 2004], en [Zheng et al., 2004a] se propone una

---

<sup>5</sup>Una secuencia *chirp* es una señal que va aumentando su frecuencia linealmente. Su equivalente paso bajo viene dada por la expresión:  $c(t) = e^{j\phi(t)}$ ,  $t \in [0, T]$  donde  $\phi(t) = -\pi\Delta f t + \pi\frac{\Delta f}{T}t^2$ .

<sup>6</sup>Una M-secuencia es una secuencia de máxima longitud de registro de desplazamiento, es binaria, pseudoaleatoria y tiene como función de autocorrelación la forma de un impulso, lo que la hace ser una excelente candidata para la detección de sincronización [Golomb, 1982]

cabecera de transmisión que consta de una secuencia PN y tanto delante como detrás, una extensión cíclica de esta secuencia <sup>7</sup>. La métrica que utilizan para estimar el origen del paquete es:

$$M_{Zheng\ DVB-T}[n] = \frac{\left| \sum_{l=1}^{L_{PN}} r[n-l]PN^*[n-l] \right|^2}{\left( \sum_{l=1}^{L_{PN}} |r[n-l]PN^*[n-l]| \right)^2} \quad (4.51)$$

donde  $L_{PN}$  es la longitud de la secuencia PN. Como se puede apreciar, en lugar de correlacionar la señal recibida consigo misma, lo hace con la secuencia PN original regenerada en el receptor. Puede llevar a resultados pobres si el AGC no funciona de forma adecuada.

Otra alternativa de preámbulos se propone en [Coulson, 2001a] y [Coulson, 2001b], en la que se plantea el uso de secuencias de máxima longitud (MLS - *Maximum Length Sequences*) como señal de entrada de la IDFT para generar el preámbulo, aunque a diferencia de los anteriores, esta señal se coloca en todas las frecuencias (pares e impares), para maximizar de esta forma la relación SNR del preámbulo. El autor también propone el uso de secuencias pseudo-MLS [Scholtz & Welch, 1978] o [Alltop, 1980] que presentan propiedades de correlación cercanas a las ideales. No obstante es verosímil que este procedimiento de sincronización falle en presencia de desviaciones de frecuencia elevadas [Sourour & Bottomley, 1999].

Por otro lado, en [Wahlqvist et al., 1996] se plantea la idea de la sincronización en el enlace ascendente mediante un preámbulo con secuencias aleatorias siguiendo un patrón conocido en la estación base. Estos preámbulos aleatorios (RA - *Random Access sequences*) están formados por secuencias-M en el dominio de la frecuencia, aunque en el artículo se sugiere que en la implementación de sistemas reales se utilicen secuencias con mejores propiedades de correlación cruzada como pueden ser las secuencias Gold <sup>8</sup>.

---

<sup>7</sup>En total esta cabecera contiene 420 símbolos OFDM, de los cuales 50 son preámbulo y 115 traseros (*postamble* en la literatura anglosajona), el resto es la secuencia PN. Esta cabecera se propone en [Zheng et al., 2004a], es decir, no en el estándar.

<sup>8</sup>Es importante recordar que a la estación base llegarán todas las secuencias de todos los usuarios y por tanto la correlación cruzada debe ser lo menor posible para evitar sincronizar un terminal diferente.



#### 4.1.1.5. Algoritmos PSA basados en sub-portadoras piloto

Al segundo de los grupos, basados en sub-portadoras piloto, pertenecen menos contribuciones en la parte referida a sincronización temporal, aunque no son pocas las referidas a la estimación de la desviación de frecuencia. Tienen la ventaja sobre las anteriores que se puede ir realizando un seguimiento y suelen ser más eficientes (dependerá del número de sub-portadoras utilizado). Un ejemplo reciente se propone en [Tsai et al., 2005], en donde estiman el origen del símbolo mediante la ponderación de la señal recibida en las sub-portadoras piloto, la estimación de canal y unos pesos que se calculan en función de los estadísticos de la señal enviada en las sub-portadoras piloto.

#### 4.1.1.6. Técnicas Híbridas

Para terminar el repaso a las técnicas de sincronización temporal, se analizan en [Jankiraman & Prasad, 1999] algunas de las técnicas NPSA y PSA descritas anteriormente, para llegar a la conclusión de que no existe una técnica óptima para todas las situaciones y que es necesario unir ambas estrategias para ampliar el rango de funcionamiento. Este estudio se amplía posteriormente en [Jankiraman & Prasad, 2000]. En ambos se plantean soluciones híbridas NPSA y PSA. Asimismo, en [Echavarri et al., 1999], [Lee & Cheun, 1997] o [Speth et al., 1997] se proponen algoritmos para utilizar el prefijo cíclico para la adquisición temporal y refinarla con estrategias PSA basadas en preámbulos. Como es de esperar, las ventajas en cuanto a eficiencia de este tipo de técnicas sobre las NPSA son nulas, puesto que utilizan pilotos (bien símbolos bien sub-portadoras), y las ganancias introducidas no son muy considerables. Por otro lado, en [Landstrom et al., 1999], se discute la idea de utilizar el preámbulo para sincronización temporal y refinarlo con la correlación realizada sobre el prefijo cíclico de cada símbolo.

Otra propuesta interesante se presenta en [Keller et al., 2001], en donde se utiliza el prefijo para la adquisición y una secuencia de referencia (en transmisión continua) insertada cada cierto tiempo, para el seguimiento tanto de la sincronización temporal como de la desviación de frecuencia. Para la estimación temporal gruesa se utiliza la misma correlación de la ecuación (4.3), mientras que para realizar el seguimiento de la desviación temporal, se utiliza la siguiente:

$$v_{Keller}[n] = \sum_{l=0}^{N+N_g-N_{sr}-1} r[n-l]r^*[n-l-N_{sr}] \quad (4.52)$$

en donde  $N_{sr}$  es el número de muestras que hay entre un símbolo de referencia y el siguiente. El símbolo de referencia es un símbolo OFDM completo patrón, conocido en ambos extremos.

Una de las técnicas híbridas que ofrece mejores resultados se propone en [Yang et al., 2000], en la que se realiza la sincronización temporal gruesa utilizando la correlación en el prefijo cíclico y luego se ajusta de forma fina utilizando un lazo de sincronización ayudado por los datos (DA) que se encuentran diseminados en las sub-portadoras piloto. El esquema se muestra en la figura 4.4, y en ella se pueden ver las tres etapas en las que se divide el algoritmo: estimación temporal gruesa, estimación del retardo y seguimiento DLL (*Digital Lock Loop*). Los conmutadores A y B van pasando de la posición 1 (estimación gruesa) a la 3 (seguimiento DLL) a medida que el algoritmo avanza.

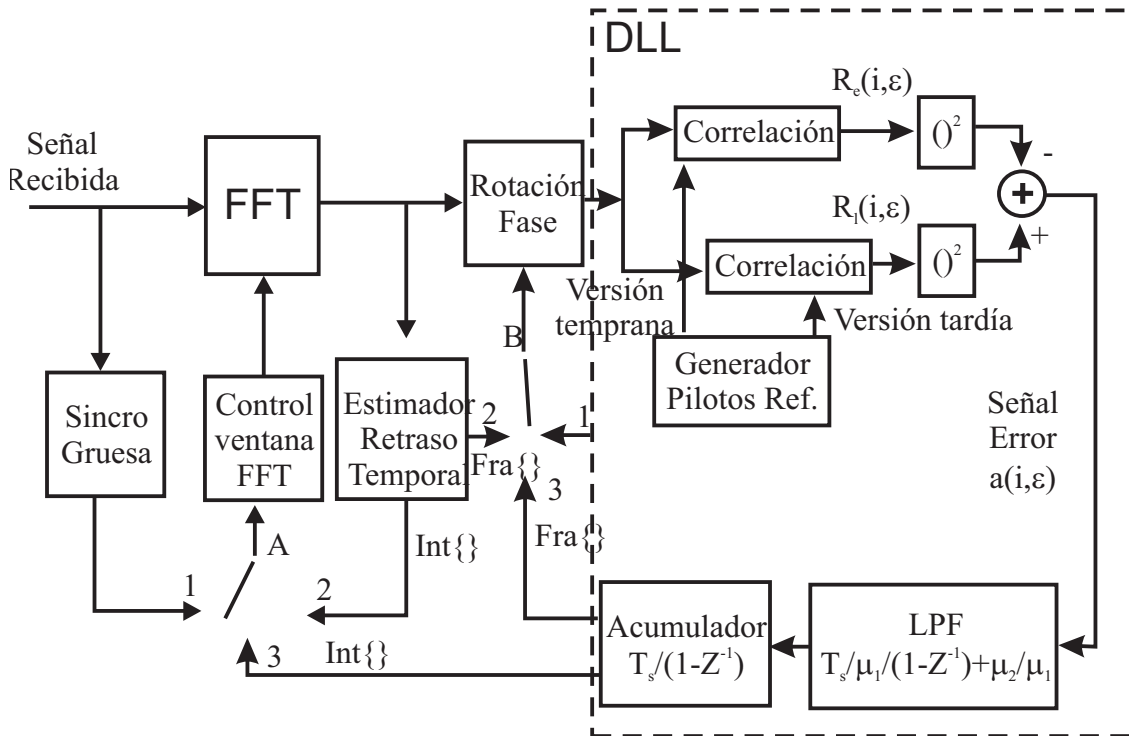


Figura 4.4: *Esquema de sincronización propuesto por Yang et al. [Yang et al., 2000] con lazo cerrado DLL*

La primera fase, la estimación temporal gruesa, se realiza mediante la correlación del prefijo cíclico, maximizando la siguiente expresión:

$$P_{Yang}[n] = \left| \sum_{l=0}^{N_g-1} r[n+l]r^*[n+l+N] \right| - \frac{1}{2} \sum_{l=0}^{N_g-1} (|r[n+l]|^2 + |r[n+l+N]|^2) + N_g \quad (4.53)$$

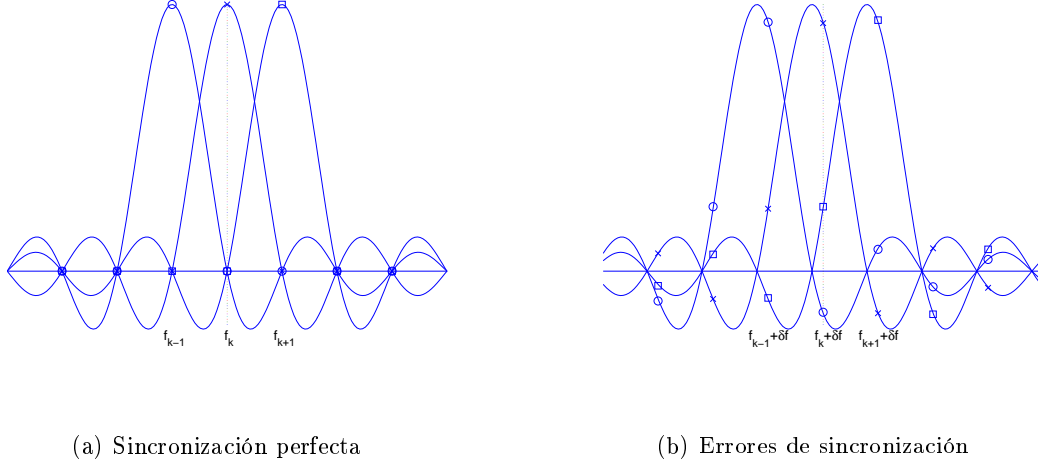
De esta forma, se reduce la incertidumbre del inicio del símbolo a la mitad del intervalo de guarda. Después de esta estimación inicial, para la estimación fina se necesita de la estimación de canal. Para ello, se utilizan los pilotos de los que se disponga para realizar una estimación LS (Mínimos cuadrados - *Least Square*). Una vez obtenida la estimación de canal, se calculan sus coeficientes (*taps* en la literatura anglosajona) mediante la IDFT. El algoritmo va a tratar de sincronizarse al coeficiente más potente, con lo cual, si éste resulta ser el tercero (por ejemplo), deducirá que la estimación gruesa del origen del símbolo ha fallado por dos muestras, y corregirá la estimación inicial. Después entra en el modo de seguimiento de la desviación de frecuencia durante la transmisión del paquete. De esta forma, se reduce de forma importante la varianza de la estimación temporal. Parte de las ideas de este último método son las que se utilizan en el procedimiento del líder para la sincronización multi-usuario en redes inalámbricas de área personal, como se verá en siguientes apartados.

Recientemente se propone en [Alameda-Hernandez et al., 2005] una técnica para la sincronización temporal utilizando la cicloestacionariedad de una secuencia sobrepuesta a la señal de datos (*superimposed* en la literatura anglosajona).

#### 4.1.2. Sincronización en frecuencia

Una vez visto el efecto de los errores de sincronización temporal, así como un repaso a las técnicas propuestas en la literatura para resolverla, a continuación se hace el mismo planteamiento con la frecuencia. Como ya se ha comentado, la sincronización en tiempo y en frecuencia están muy relacionadas, y de hecho, gran parte de los algoritmos propuestos realizan una estimación conjunta. En el apartado anterior se ha mostrado sólo la parte relacionada con el tiempo, aquí se verá la relacionada con la frecuencia.

Los errores de sincronización en frecuencia generan un desplazamiento del espectro recibido. Si ese error es un múltiplo de la separación entre sub-portadoras  $\Delta f$ , por ejemplo  $M_f$ , las sub-portadoras seguirán siendo ortogonales entre sí, pero sin embargo la comunicación no será posible debido a que la información se habrá desplazado  $M_f$  portadoras y por tanto la probabilidad de error será cercana a 0.5. Por otra parte, si ese desplazamiento no es un múltiplo


 Figura 4.5: **Efecto de errores de sincronización en frecuencia**

de la separación entre sub-portadoras (que será la situación más habitual), entonces éstas dejarán de ser ortogonales entre sí y se producirá la ICI (Interferencia entre sub-portadoras - *Inter Carrier Interference*). Esto se puede ver más claramente en la figura 4.5.

Como se puede apreciar, cuando las sub-portadoras están correctamente sincronizadas y se muestrea a la frecuencia óptima  $f_k$  (como se muestra en la figura 4.5a), la información de la sub-portadora de interés coincide con los nulos del resto de ellas, es decir, son ortogonales y por lo tanto no se interfieren entre ellas. Sin embargo, cuando en recepción existe un desplazamiento en frecuencia  $\delta f$  (debido a desajustes entre transmisor y receptor), ya no se muestrea en la frecuencia óptima sino en  $f_k + \delta f$  y por tanto no sólo no se recupera el máximo de energía de la sub-portadora de interés sino que además aparece información de las sub-portadoras adyacentes (figura 4.5b), se produce ICI.

Esta interferencia se puede cuantificar [Keller & Hanzo, 2000b]. El espectro de cada sub-portadora se puede expresar de la siguiente forma:

$$A_k(f) = \frac{\sin\left(\pi \frac{f-f_k}{\Delta f}\right)}{\pi \frac{f-f_k}{\Delta f}} = \text{sinc}\left(\frac{f-f_k}{\Delta f}\right) \quad (4.54)$$

donde  $1/\Delta f = N \cdot T_s$ . La interferencia total será por tanto la suma de la contribución de todas las sub-portadoras en el símbolo OFDM:

$$I_k = \sum_{j, j \neq k} X_k A_k(f_k + \delta f) \quad (4.55)$$

Puesto que  $X_k$  es una variable aleatoria (símbolos QPSK o QAM),  $I_k$  será también una variable aleatoria y no puede ser calculada directamente. Sin embargo, si el número de sub-portadoras es elevado, utilizando el teorema central del límite, se puede aproximar por una variable aleatoria gaussiana, cuya varianza puede ser expresada como:

$$\sigma_{I_{CI su}}^2 = \sum_{j, j \neq k} \sigma_{X_j}^2 |A_j(f_j + \delta f)|^2 \quad (4.56)$$

Dado que la amplitud de las colas de la función *sinc* decae muy rápidamente, la principal contribución a la interferencia viene dada por las sub-portadoras más cercanas, es decir que ésta va a ser prácticamente independiente del número de sub-portadoras del sistema OFDM [Keller & Hanzo, 2000b] <sup>9</sup>.

#### 4.1.2.1. Revisión de algoritmos de sincronización de frecuencia

Como se muestra en [Pollet et al., 1995] o [Steendam et al., 1998], el efecto que errores en la sincronización en frecuencia en sistemas OFDM tienen un impacto importante sobre las prestaciones globales. Existe sin embargo una amplia literatura dedicada a proponer soluciones a la sincronización en OFDM. Como ya se ha mencionado, muchas de las soluciones proponen algoritmos para sincronizar tanto en tiempo como en frecuencia. En este apartado nos centraremos en la sincronización en frecuencia. Como en el caso de la sincronización en tiempo, estas técnicas también se pueden clasificar en NPSA y PSA.

#### 4.1.2.2. Algoritmos NPSA

Al primero de los grupos, NPSA pertenecen [van de Beek et al., 1997], [van de Beek, 1998] o [Lashkarian & Kiaei, 2000], que hacen uso del prefijo cíclico de la señal OFDM para estimar esta desviación. Estas referencias proponen algoritmos para la sincronización tanto en tiempo como en frecuencia. Básicamente, lo que explotan estos algoritmos, como ya se mencionó, es la correlación del prefijo cíclico con la parte final del símbolo OFDM para estimar la desviación en frecuencia. No obstante, aunque estas técnicas funcionan razonablemente bien en canales AWGN, no son especialmente robustos en canales con gran dispersión de retardo (*delay spread*), ya que

<sup>9</sup>En [Keller & Hanzo, 2000b] también se muestra que la aproximación gaussiana es razonable para número de sub-portadoras superiores a 64, así como que se ajusta más para modulaciones QAM que QPSK.

gran parte de la señal del prefijo cíclico se ve afectada fuertemente por la ISI. La estimación de la desviación normalizada <sup>10</sup> de frecuencia se realiza calculando la fase de la correlación temporal,  $v$ , de la ecuación (4.3) en su máximo:

$$\hat{\delta}f_{Beek} = \frac{1}{2\pi} \angle v[n_{orig}] \quad (4.57)$$

No obstante, los primeros en proponer el uso del prefijo cíclico para la estimación de la desviación de frecuencia fueron [Daffara & Chouly, 1993], que después en [Daffara & Adami, 1995] mejoran proponiendo el algoritmo GIB (*Basado en intervalo de guarda - Guard Interval Based*). La idea era utilizar la rotación introducida por la desviación de frecuencia en la correlación del símbolo en el prefijo cíclico:

$$\hat{\delta}f_{Daffara} = \frac{1}{N_g} \sum_{m=1}^{N_g} \text{Im} \{r[N-m]r^*[-m]\} \quad (4.58)$$

La única limitación de este algoritmo es no poder corregir desviaciones de más de  $0.5\Delta f$ . La misma limitación es aplicable a una modificación del algoritmo propuesto en [Lashkarian & Kiaei, 2000], que utiliza un promediado de los prefijos cíclicos de varios símbolos OFDM, para evitar la ISI en el CP. Este promediado se realiza ponderado por unos pesos calculados bajo el criterio MSE (*Mean Square Error*) [Krongold, 2003].

Como ya se mencionó en el apartado referente a sincronización en tiempo, en [Gunther et al., 1999] se propone el uso de las sub-portadoras virtuales, para estimar de forma conjunta el origen del símbolo así como la desviación en frecuencia. Además, en [Barbarossa et al., 2002] se mejora y se extiende para el caso de múltiples usuarios, en el caso en que se utilicen sub-portadoras nulas para separar usuarios entre sí. Otra propuesta interesante se presenta en [Ghogho & Swami, 2002] cuando se utilizan modulaciones PSK (*Phase Shift Keying*), en la que se utilizan las sub-portadoras virtuales y el hecho de que el módulo es constante en los datos, ofreciendo resultados buenos incluso en canales dispersivos, aunque es necesario conocer el orden del canal, o de lo contrario las prestaciones disminuyen. También en [Roman & Koivunen, 2005] se hace uso de las propiedades de las señales de módulo constante. Por otro lado en [Lottici et al., 2004] se propone el uso de modulación QPSK para los datos y utilizar los estadísticos de la señal QPSK para la estimación. Otra propuesta más utilizando sub-portadoras virtuales, se presenta en [Tureli et al., 2000] que más tarde

---

<sup>10</sup>Normalizada a la separación entre sub-portadoras.

se analiza e implementa por los mismos autores en [Tureli & Pillai, 2003]. Ambas proponen colocar las sub-portadoras nulas equi-espaciadas. Después en [Ma et al., 2001] se propone una distribución no equi-espaciada que ofrece mejores prestaciones. Se aplica tanto a sistemas basados en prefijo cíclico, CP-OFDM (*Cyclic Prefix based OFDM*) como basados en las recientes propuestas de extender con ceros, ZP-OFDM (*Zero-Padded OFDM*) [Muquet et al., 2002] o [Wang & Giannakis, 2000]<sup>11</sup>. Se concluye que el algoritmo converge más rápido en sistemas ZP-OFDM y además ofrece mejores prestaciones.

Luego en [Bölcskei, 2001] se utiliza la cicloestacionariedad inherente de la señal OFDM, utilizando lo que denomina conformado de pulsos (*pulse shaping* en la literatura anglosajona) para realizar la sincronización, mientras que en [Sung-Oh et al., 1996] se utiliza la idea del sobre-muestreo (*oversampling* en la literatura anglosajona) para estimar la desviación de frecuencia. Para que este algoritmo funcione correctamente es necesario que exista una sincronización temporal perfecta, pues las prestaciones del algoritmo se degradan rápidamente en presencia de errores en tiempo. La idea es sobre-muestrear por dos la señal recibida y calcular la correlación entre las muestras impares para determinar la desviación de frecuencia. Para evitar efectos producidos por el canal, se realiza un promedio sobre  $M_f$  símbolos OFDM. Este número dependerá de las características del canal, pero en general requiere de al menos  $M_f = 50$  símbolos para que la estimación de la desviación normalizada de frecuencia se encuentre por debajo de 0.05 (valor que se considera en la literatura como razonable para que un sistema OFDM funcione).

Por otra parte en [Yao & Giannakis, 2005], [Chung & Johnson, 2002] y [Luise & Marselli, 2002] se propone el uso de estadísticos de orden superior, como la kurtosis<sup>12</sup>. En concreto, en [Yao & Giannakis, 2005] se utiliza la kurtosis normalizada:  $\frac{E[|r|^4] - 2(E[|r|^2])^2 - |E[r^2]|^2}{(E[|r|^2])^2}$ . Para estimar la desviación de frecuencia, minimizan la siguiente función<sup>13</sup>:

$$J_{Yao}(\hat{\delta}f) \cong \frac{2\sigma_{X_k}^4}{\left(\sigma_{X_k}^2 \sum_{k=0}^{N-1} |H_k|^2 + \sigma_w^2\right)^2} \cdot g(\mathbf{H}, \kappa_x) \cdot \cos(2\pi\hat{\delta}f) \quad (4.59)$$

donde  $\kappa_x = E[|X_k|^4]/(E[|X_k|^2])^2$ ,  $\sigma_{X_k}^2$  y  $\sigma_w^2$  son las varianzas de los datos y del ruido

<sup>11</sup>En lugar de extender el símbolo mediante la copia de la parte final del símbolo, se utilizan ceros durante el intervalo de guarda.

<sup>12</sup>La kurtosis es el momento con respecto a la media de orden 4 de una señal.

<sup>13</sup>La aproximación es válida cuando se utilizan muchos símbolos para realizar el promedio [Yao & Giannakis, 2005].

respectivamente, y

$$g(\mathbf{H}, \kappa_x) = \frac{1}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} \left[ \frac{\kappa_x}{6} (N^2 - 1) |H_k|^4 - \sum_{l \neq k} \frac{|H_l H_k|^2}{\sin^2 \frac{(l-k)\pi}{N}} \right] \quad (4.60)$$

Es necesario por tanto, disponer de una estimación de la relación señal a ruido, así como de la estimación de canal. En canales AWGN, la estimación es inmediata.

#### 4.1.2.3. Algoritmos PSA

Al segundo de los grupos, el PSA pertenece la mayoría de las propuestas para la sincronización en frecuencia. Como se comentó al comienzo de este apartado, las técnicas PSA utilizan información conocida tanto por el emisor como por el receptor. Éstas, como en el caso anterior, también se pueden sub-dividir en otras dos: *Basadas en preámbulos* y *Basadas en sub-portadoras piloto*.

#### 4.1.2.4. Algoritmos PSA basados en preámbulos

Dentro de las técnicas basadas en preámbulos, citaremos primero a [Moose, 1994], por ser uno de los pioneros en la sincronización en OFDM. Propone realizar la estimación en el dominio de la frecuencia (como muchas otras de las operaciones que se realizan en OFDM) de la siguiente forma:

$$\hat{\delta f}_{Moose} = \frac{1}{2\pi} \angle \frac{\sum_{k=0}^N \text{Im} [Y_{2,k} Y_{1,k}^*]}{\sum_{k=0}^N \text{Re} [Y_{2,k} Y_{1,k}^*]} \quad (4.61)$$

En donde  $Y_{i,k}$  es la DFT de la señal recibida en el símbolo  $i$  del preámbulo y en la sub-portadora  $k$ . Se propone un preámbulo de dos símbolos iguales.  $\text{Im}\{\cdot\}$  y  $\text{Re}\{\cdot\}$  son la función parte imaginaria y parte real respectivamente.

En segundo lugar, es preciso hablar de nuevo de *Schmidl et al.* [Schmidl & Cox, 1997] y [Schmidl, 1997] por su trabajos en sincronización basada en la repetición de dos símbolos iguales, que han sido la base para muchos de los trabajos posteriores en sincronización. *Schmidl et al.* demuestran que la diferencia de fases entre los dos símbolos en el preámbulo vendrá dada por:



$$\phi = \pi T \Delta f \quad (4.62)$$

que puede ser estimada de la siguiente forma:

$$\hat{\phi} = \angle(P[n]) \quad (4.63)$$

Si se garantiza que  $|\hat{\phi}|$  es menor que  $\pi$ , la desviación de frecuencia se estima:

$$\hat{\Delta f} = \frac{\hat{\phi}}{\pi T} \quad (4.64)$$

Es preciso indicar en este punto, que la estimación de la desviación de frecuencia se realiza sobre la  $P[n]$  de la segunda parte del preámbulo propuesto en [Schmidl & Cox, 1997], que es la señal de salida de la IDFT de una secuencia compleja con datos en todas las sub-portadoras <sup>14</sup>.

Como en el caso de la sincronización temporal, se han propuesto diversas modificaciones a los preámbulos para mejorar el de *Schmidl et al.* Por ejemplo, en [Kim et al., 2000] se propone construir la segunda parte del preámbulo exactamente igual que la primera y realizar sobre ésta la estimación de la desviación de la frecuencia, utilizando la doble ventana, como en el caso de la sincronización temporal:

$$\hat{\delta f}_{Kim} = \frac{\angle(P_{Kim}[n_{orig}] + P_{Kim}[n_{orig} + N])}{\pi} \quad (4.65)$$

Reduciendo de esta forma el efecto del ruido y la ISI. Otra propuesta es utilizar un preámbulo simétrico [Zhang et al., 2004], el estimador de máxima verosimilitud se obtiene:

$$\hat{\delta f}_{Zhang} = -\frac{N \sum_{m=0}^{N-1} |r[m]r^*[2N-1-m]| \cdot \angle\{r[m]r^*[2N-1-m]\} \cdot (2N-1-2m)}{2\pi \sum_{m=0}^{N-1} |r[m]r^*[2N-1-m]| \cdot (2N-1-2m)} \quad (4.66)$$

Por su parte, en [Song et al., 2000], promedian la correlación sobre las  $N_L$  partes iguales que forman el preámbulo para obtener la estimación de la desviación de la frecuencia:

$$\hat{\delta f}_{Song} = \frac{N_L}{2\pi} \angle \left\{ \sum_{m=0}^{N_L-2} \sum_{l=0}^{N/N_L-1} r^* \left[ m \frac{N}{N_L} + l \right] r \left[ (m+1) \frac{N}{N_L} + l \right] \right\} \quad (4.67)$$

---

<sup>14</sup>Recuérdese que la primera parte del preámbulo, ecuación (4.7), se componía de la salida de la IDFT de una secuencia PN colocada en las sub-portadoras pares mientras que las impares se cargaban con nulos.

Luego, en [Liu et al., 2004], utilizan ambas partes del preámbulo para el caso del estándar IEEE 802.11a, para la sincronización <sup>15</sup>.

Otro ejemplo lo tenemos en [Sung-Oh et al., 1996] o [Tufvesson et al., 1999b] en el que se estima la desviación de frecuencia de forma similar, así como en [Mochizuki, 1998], en el que, aunque se utilizan variantes del preámbulo de *Schmidl et al.*, la estimación de la desviación se realiza calculando la fase de la función de correlación en el punto de sincronismo temporal. O en [Shi & Serpedin, 2004], se utiliza la primera parte de  $P_{Shi}[n]$ , ecuación (4.25), para hacer la estimación:

$$\hat{\delta}f_{Shi} = \frac{2}{\pi} \angle \sum_{l=0}^{N/8} r^*[n_{orig} + l] r[n_{orig} + l + N/8] \quad (4.68)$$

donde  $n_{orig}$  se estima maximizando  $M_{Shi}$ , ecuación (4.24).

Al igual que para el caso temporal, utilizando el preámbulo del estándar IEEE 802.11a, en [Zheng et al., 2004b] se propone la siguiente forma de estimar la desviación de frecuencia:

$$\hat{\delta}f_{Zheng} = \frac{1}{2\pi N} \angle P_{Zheng}[n_{orig}] \quad (4.69)$$

donde

$$P_{Zheng}[n] = \frac{1}{N_{SS}} \sum_{l=1}^{N_{SS}} \left\{ \frac{\left| \sum_{m=0}^{N/N_{SS}-1} r[n - l\frac{N}{N_{SS}} + m] S_S^*[m] \right|^2}{\left( \sum_{m=0}^{N/N_{SS}-1} \left| r[n - l\frac{N}{N_{SS}} + m] S_S^*[m] \right| \right)^2} \right\} \quad (4.70)$$

Como ya sucediera en otra de sus propuestas, en vez de correlacionar con la señal recibida, lo hace con  $S_S$ , que es la señal original del preámbulo regenerada en el receptor, y como en el otro caso, si el AGC no funciona correctamente, puede llevar a resultados impredecibles. Algo muy parecido se propone en [Ai et al., 2004], donde además se muestran resultados de la implementación, haciendo especial mención a la necesidad de una buena sincronización temporal para que estos algoritmos funcionen. Por otra parte, para estimar la desviación en [Zheng et al., 2004a], se utiliza:

---

<sup>15</sup>Recuérdese que en este estándar los dos primeros símbolos del preámbulo han sido generados por la IDFT de secuencias PN en posiciones pares, y los dos símbolos siguientes han sido generados por la IDFT de una señal QPSK en todas las posiciones.

$$\hat{\delta}f_{Zheng\ DVB-T} = \frac{N}{2\pi L_{PN}} \angle M_{Zheng\ DVB-T}[n_{orig}] \quad (4.71)$$

Después, en [Minn et al., 2003a] se propone una forma un tanto compleja para la estimación de la desviación de frecuencia. Ésta se estima utilizando la siguiente fórmula:

$$\hat{\delta}f_{Minn-Letaief} = \frac{N_L}{2\pi} \sum_{m=1}^{N_H} \varphi[m] \psi[m] \quad (4.72)$$

donde

$$\varphi[m] = 3 \frac{(N_L - m)(N_L - m + 1) - N_H(N_L - N_H)}{N_H(4N_H^2 - 6N_L N_H + 3N_L^2 - 1)} \quad (4.73)$$

y

$$\psi[m] = \left[ \angle \left\{ \frac{1}{N - m \frac{N}{N_L}} \sum_{l=m \frac{N}{N_L}}^{N-1} r^* \left[ l - m \frac{N}{N_L} \right] r[l] \right\} - \angle \left\{ \frac{1}{N - (m-1) \frac{N}{N_L}} \sum_{l=(m-1) \frac{N}{N_L}}^{N-1} r^* \left[ l - (m-1) \frac{N}{N_L} \right] r[l] \right\} \right]_{2\pi} \quad (4.74)$$

En donde  $[\cdot]_{2\pi}$  significa realizar la operación módulo  $2\pi$ , y  $N_H$  es un parámetro de diseño que deberá ser menor que  $N_L - 1$ . Algo similar se hace en [Morelli & Mengali, 1999], en el que el preámbulo se ha dividido en  $N_L$  partes iguales.

Utilizando preámbulos diferentes, como los propuestos en [Coulson, 2001a] y [Coulson, 2001b], la estimación de la desviación de frecuencia se realiza cuando la métrica utilizada alcanza valores positivos<sup>16</sup>, utilizando la fase de ésta para la estimación. Algo similar sucede para el caso en el que se utiliza uno de los símbolos del preámbulo nulo como el propuesto en [Nogami & Nagashima, 1995]. Caso contrario sucede en el preámbulo propuesto en [Wakutsu & Serizawa, 1999] que no contiene ninguna sub-portadora nula. O utilizando las secuencias CAZAC (Secuencias de auto-correlación cero y amplitud constante - *Constant Amplitude Zero Auto Correlation*) propuestas en [Speth et al., 1997] o [Classen & Meyr, 1994]. Por otra parte en [Zhenhong & Mammela, 1997] propone el uso de un símbolo de referencia cada cierto tiempo en la trama para realizar la estimación.

<sup>16</sup>En este método la métrica es negativa hasta el origen del símbolo, en el que se vuelve positiva.

Aunque en [Keller et al., 2001] se propone una técnica híbrida utilizando el prefijo cíclico para la sincronización temporal y una secuencia de referencia para mejorar las prestaciones y estimar la desviación de frecuencia, se ha colocado aquí porque esta estimación se realiza utilizando sólo la secuencia de referencia:

$$\hat{\delta}f_{Keller} = \frac{N}{N_{sr}} \frac{\Delta f}{2\pi} \angle v_{Keller}[n_{orig}] \quad (4.75)$$

Como en el caso de la sincronización temporal, para mejorar los resultados en la búsqueda del máximo en [Athaudage & Krishnamurthy, 2002] se propone el uso de métodos locales de optimización para la búsqueda de este máximo. Además, se propone también el uso de un promediado sobre varios símbolos para reducir el efecto del ruido.

#### 4.1.2.5. Algoritmos PSA basados en sub-portadoras piloto

Al segundo de los sub-grupos, basados en sub-portadoras piloto, pertenecen sobre todo técnicas para realizar el seguimiento de la desviación de frecuencia, dado que los sistemas que utilizan estas sub-portadoras, además emplean un preámbulo que suele utilizarse, como ya se ha visto, para realizar la estimación de la desviación de frecuencia, al menos de forma gruesa. En este grupo podemos citar a [Tsai et al., 2005], que utiliza la estimación ponderada comentada en la sincronización temporal. También en [Lei & Ng, 2004] se utilizan sub-portadoras piloto, pero esta vez no equi-espaciadas, proponiéndose un algoritmo que es asintóticamente insesgado y consistente siempre que al menos dos de las sub-portadoras piloto no presenten un desvanecimiento muy profundo. Además se presenta también un algoritmo sub-óptimo para reducir la carga computacional. Como en otras propuestas, también se utiliza la correlación entre la señal recibida y la original, pero aquí se explora además la atenuación en las sub-portadoras adyacentes a cada una de las sub-portadoras piloto. Otro ejemplo lo encontramos en [García et al., 2000], en el que se utilizan los OPS (*Orthogonal Pilot Sequences*) <sup>17</sup> para estimar conjuntamente la desviación de frecuencia y el canal.

También existen propuestas que no se pueden clasificar en ninguna de las categorías anteriores porque hacen uso de propiedades como la cicloestacionariedad y el prefijo cíclico así como de preámbulos o sub-portadoras piloto para la estimación. Son técnicas híbridas, como la propuesta

---

<sup>17</sup>Es una disposición de sub-portadoras pilotos repartidas en la transmisión de forma hexagonal en la rejilla tiempo-frecuencia para ir barriendo todas las frecuencias. Además en [García et al., 2005] se prueba que utilizando estas sub-portadoras piloto se puede contribuir a reducir la PAR de la señal OFDM.

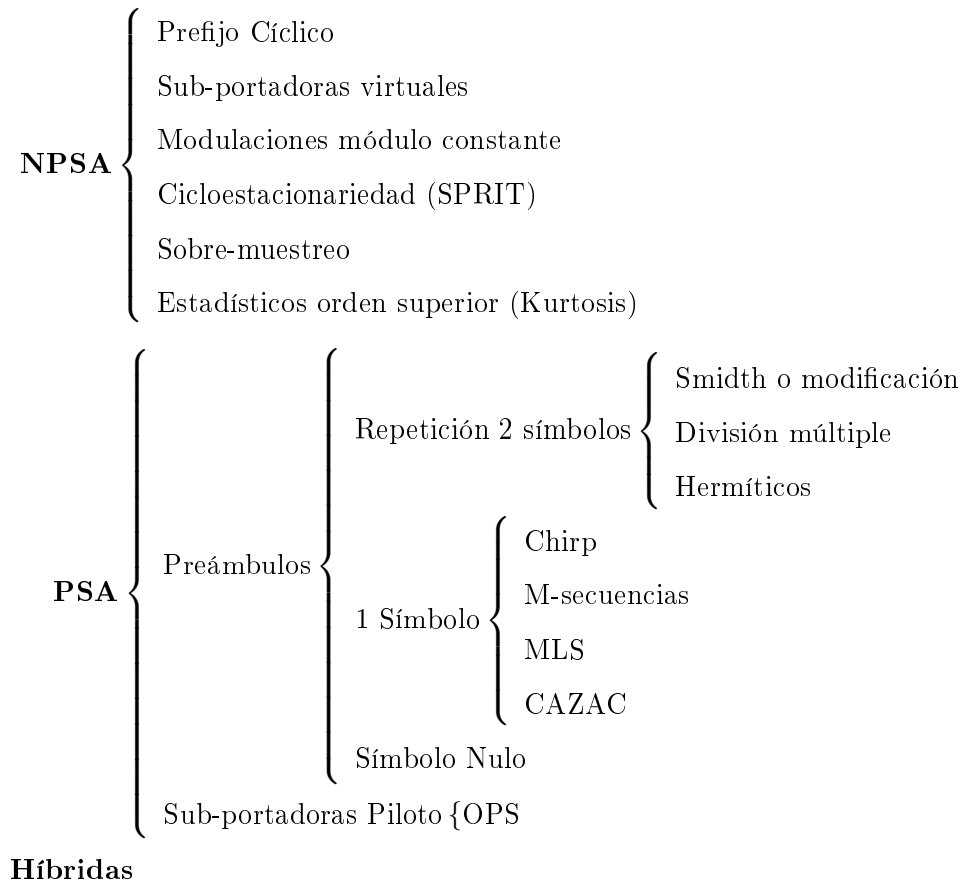


Figura 4.6: Resumen de técnicas de Sincronización en OFDM

en [Lee & Cheun, 1997] que utiliza el prefijo cíclico y un preámbulo para refinar la estimación de la desviación de frecuencia.

En [García, 2001] se muestra una descripción de algunos de los algoritmos brevemente descritos anteriormente.

A modo de resumen, en el esquema de la figura 4.6 se muestran las diferentes alternativas para realizar la sincronización en OFDM.

#### 4.1.3. Sincronización en entornos multi-usuario

Hasta ahora, se han tratado escenarios mono-usuario. A continuación se van a abordar las particularidades de los escenarios multi-usuario en sistemas OFDMA. Como se hizo en el caso mono-usuario, para ver más claramente el efecto que tiene la desviación en frecuencia en el caso multi-usuario, se ha dibujado en la figura 4.7 un escenario de dos terminales con sub-portadoras

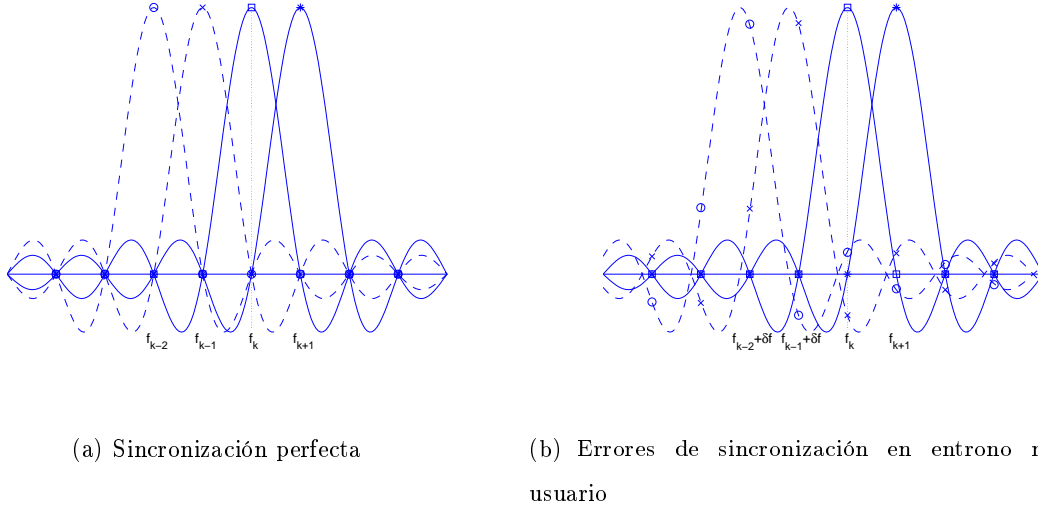


Figura 4.7: **Efecto de errores de sincronización en frecuencia. Entornos Multi-usuario.**

adyacentes entre los que existe un pequeño desajuste de frecuencia. Como se puede apreciar, el terminal desajustado interferirá al otro en todas sus sub-portadoras. Aunque, como en el caso anterior, las que más lo hagan serán las adyacentes (por el rápido decaimiento de las colas de la función *sinc*).

Si asumimos que  $\Delta f_u = \Delta f \forall u$ , es decir, que la separación entre sub-portadoras de todos los usuarios es la misma, lo cual es más que razonable, dado que es un sistema OFDMA (en caso contrario no podrían coexistir las diferentes señales ya que no serían ortogonales), y sólo se encuentran desajustados entre sí  $\delta f_u$ . Sea  $\mathcal{N}_u$  el conjunto de sub-portadoras pertenecientes al usuario  $u$ , en el que se cumple que  $\mathcal{N}_i \cap \mathcal{N}_j = \emptyset \forall i \neq j$ , es decir, cada sub-portadora pertenece a un usuario y sólo a uno. Como en el caso anterior, el espectro de cada una de las sub-portadoras viene dado por:

$$A_{k,u}(f) = \text{sinc}\left(\frac{f - f_{k,u}}{\Delta f}\right) \quad (4.76)$$

Y la interferencia por portadora y usuario vendrá dada por la expresión:

$$I_{k,u} = \sum_{l \neq u} \sum_{m \in \mathcal{N}_l} X_{k,l} A_{m,l}(f_{k,l} + \delta f_l) \quad (4.77)$$

cuya varianza se podrá calcular:

$$\sigma_{ICI_{mu}}^2(u) = \sum_{l \neq u} \sum_{m \in \mathcal{N}_l} \sigma_{X_{m,l}}^2 |A_{m,l}(f_{m,l} + \delta f_l)|^2 \quad (4.78)$$

Esta interferencia no es mayor que la sufrida en el caso mono-usuario, sin embargo, el principal problema es que equipos perfectamente sincronizados se ven afectados por una interferencia por el simple hecho de que alguno de los terminales presente desajustes en la sincronización. Por este motivo es más grave la sincronización en entornos multi-usuario.

Existen dos tipos de escenarios en redes inalámbricas, uno es basado en infraestructura y el otro es el denominado *ad hoc*. A continuación se van a describir ambos escenarios y las técnicas que existen en la literatura para la sincronización de sistemas OFDMA.

#### 4.1.3.1. Sistemas basados en infraestructura

En los sistemas multi-usuario en los que existe una infraestructura de cable, varias estaciones centrales o estaciones base (BS - *Base Station* en la literatura anglosajona), la comunicación se realiza siempre entre los terminales móviles y las BS. Desde el punto de vista de la sincronización, estos sistemas son más sencillos que los sistemas *ad-hoc*, dado que existe una referencia común a todos ellos, la BS, que permite que los terminales se sincronicen con ella. Además, se permite el uso de técnicas más costosas computacionalmente porque son llevadas a cabo en la BS.

La literatura no es muy extensa todavía en sincronización multi-usuario en sistemas OFDMA. Esto es debido en parte a que todavía no existen muchos estándares que utilicen OFDMA, por el contrario utilizan TDMA/OFDM. De este modo, se utilizan técnicas mono-usuario para la sincronización, ya que mientras un usuario está transmitiendo, no existe ningún otro. Se comentan brevemente a continuación las principales contribuciones. Como en los casos mono-usuario, también se pueden dividir en técnicas NPSA y PSA. Del primer grupo, como ya se comentó en el apartado anterior, citaremos a [Barbarossa et al., 2002], que se basa en sub-portadoras virtuales (nulas). Dado que la sincronización en sistemas OFDMA es un tema crítico, sobre todo en presencia del desplazamiento Doppler [Robertson & Kaiser, 1999], [Ghogho et al., 2001], para evitar la interferencia entre usuarios (MUI), se suelen diseñar los sistemas dejando varias sub-portadoras entre cada usuario vacías<sup>18</sup>, para evitar que se interfieran unos a otros debido a los pequeños desajustes entre ellos<sup>19</sup>.

---

<sup>18</sup>Cada usuario utiliza un grupo contiguo de sub-portadoras. Esto es para reducir la carga de información necesaria para configurar el sistema, pues sólo es necesario indicar el grupo de sub-portadoras y el usuario al que pertenecen, en lugar de informar sobre cada sub-portadora y usuario.

<sup>19</sup>En [Keller & Hanzo, 2000b] se demuestra que debido al rápido decaimiento de las colas de las *sinc*, la principal interferencia viene producida por las sub-portadoras adyacentes.

Por otra parte, en [van de Beek et al., 1999], se extiende la propuesta de los mismos autores en [van de Beek et al., 1997] a escenario multi-usuario, demostrando que se aproxima al estimador MLE. La estimación se lleva a cabo en la BS utilizando la redundancia del CP, y esta información se envía a los terminales (por el canal de realimentación) para que éstos hagan los ajustes necesarios para sincronizarse con la BS. Esto, lleva implícito un retardo. Sin embargo, los resultados, cuando la sincronización entre todos los usuarios con la estación base no es perfecta, debido a la dispersión sufrida por causa del canal, las prestaciones de este algoritmo se degradan muy rápidamente.

Por último, en [Yao & Giannakis, 2005] y en [Hua & Zhu, 2005] se propone el uso de estadísticos superiores para la sincronización multi-usuario. En el primero de ellos la kurtosis. Como ya se vio en el apartado anterior para el caso mono-usuario, se minimizaba  $J_{Yao}(\hat{\delta}f)$ , ecuación (4.59); Su extensión a multi-usuario se hace asumiendo que las sub-portadoras que utiliza cada terminal están contiguas, digamos de  $a_u$  a  $b_u$ , y por tanto  $g(\mathbf{H}, \kappa_x)$ , ecuación (4.60), se re-escribe de la siguiente forma:

$$g(\mathbf{H}, \kappa_x) = \frac{1}{N^2} \sum_{k=a_u}^{b_u} \left[ \frac{\kappa_x}{6} ((b_u - a_u)^2 - 1) |H_k|^4 - \sum_{l \neq k} \frac{|H_l H_k|^2}{\sin^2 \frac{(l-k)\pi}{(b_u - a_u)}} \right] \quad (4.79)$$

Es importante remarcar que es necesario un número mayor de símbolos para promediar que en el caso de mono-usuario debido a que se utilizan menos sub-portadoras para realizar la estimación. En el segundo, se utiliza el algoritmo ESPRIT (Estimación de parámetros via técnicas invariantes a la rotación - *Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariant Techniques*) [Roy & Kailath, 1989] para aprovechar la cicloestacionariedad. Es inmune al ruido estacionario pero para canales que varíen rápidamente no es adecuado, pues depende de la longitud de símbolo.

Al contrario que sucedía en el caso de un sólo usuario, las técnicas basadas en preámbulos o sub-portadoras piloto no son muy comunes en el caso multi-usuario por una razón bien sencilla, cada usuario debería enviar un preámbulo diferente o utilizar unas sub-portadoras piloto distintas, lo que lleva una reducción en la eficiencia del sistema. No obstante, en [Morelli, 2004] se propone un algoritmo para la sincronización de sistemas OFDMA en el enlace ascendente. Requiere de un canal de retorno para enviar la información de ajuste a cada terminal, y parte de la idea de que todos los otros equipos en transmisión están perfectamente sincronizados



con la BS. El usuario que entra nuevo en el sistema espera a que la BS envíe una señal de sincronización basada en preámbulos para sincronizarse con ella. Este preámbulo está basado en la repetición de dos símbolos iguales. Para adquirir la sincronización utiliza la correlación temporal de la señal recibida. En esta propuesta no se asume que las sub-portadoras de cada usuario se encuentren contiguas. Más tarde en [Lee et al., 2005] se propone la utilización de la diferencia de fases entre sub-portadoras adyacentes mediante el algoritmo BLUE (*Best Linear Unbiased Estimator*). Por otra parte, utilizando la separabilidad de las sub-portadoras en sistemas FMT (*Filtered MultiTone*) [Cherubini et al., 2002], en [Tonello & Pecille, 2005] se propone el uso de preámbulos en frecuencia para cada usuario y la sincronización se obtiene utilizando la correlación. Y recientemente en [Alameda-Hernandez et al., 2005] se propone el uso de unas secuencias sobre-impuestas a los datos para la estimación.

#### **4.1.3.2. Sincronización en entornos Ad-hoc**

Por otra parte, los escenarios *ad hoc* se caracterizan por la no existencia de infraestructura previa. Normalmente todos los terminales tienen similares características y capacidades, aunque no tiene por qué ser necesariamente así. Como ya se ha visto, es necesario que exista sincronización entre todos los equipos que compartan el tiempo y la frecuencia para que no se interfieran los unos con los otros. Dado que no existe una BS que fije la referencia de tiempo y frecuencia, es preciso que alguno de los terminales asuma ese rol.

No se tiene conocimiento de ninguna propuesta para la sincronización multi-usuario en sistemas OFDMA para entornos *ad-hoc*, sólo la que se propone en esta Tesis: Dado que existen muchos y eficientes algoritmos para la sincronización mono-usuario, la estrategia será reducir el problema multi-usuario en este tipo de redes a uno mono-usuario en dónde se puedan aplicar tales técnicas.

## 4.2. Seguimiento del desplazamiento de frecuencia

Como se ha visto anteriormente, los efectos que, sobre la señal de interés, tienen los desajustes de frecuencia son muy importantes y es preciso que exista una buena sincronización para que no se degraden mucho las prestaciones del sistema. No obstante, incluso habiéndose sincronizado el terminal de forma precisa ( $\delta f < 10^{-4}$ ), si la transmisión se dilata en el tiempo (caso de transferencia de ficheros, flujos continuos de vídeo (*video streaming* en la literatura anglosajona), etc ...) en redes de paquetes como por ejemplo IEEE 802.11a [IEEE, 2001], si esta desviación no se corrige, puede llegar a deteriorar la transmisión de tal manera que sea inviable su utilización. Esto es debido a que esta desviación va produciendo una rotación en la señal recibida que a largo plazo termina desplazando los datos de su región correcta de decisión. Este efecto será más importante cuanto más densa sea la constelación utilizada. Lo mismo es aplicable a sistemas de transmisión continua como por ejemplo DAB [DAB, 2001] o DVB-T [DVB, 2004], en los que el propio estándar recomienda ir realizando este seguimiento, pues son sistemas que se sincronizan al principio de la transmisión y luego continúan durante mucho tiempo en transmisión continua.

### 4.2.1. Efectos del desplazamiento de frecuencia

En primer lugar, se va a mostrar la necesidad de realizar este seguimiento, utilizando para ello la figura 4.8, en la que se puede apreciar el efecto de esta rotación. La figura ha sido realizada utilizando la transmisión de un paquete IEEE 802.11a de 320 símbolos OFDM en un canal HiperLAN 2 A [ETSI-BRAN, 1998]. Se ha utilizado sincronización temporal ideal, así como una razonable estimación de canal en condiciones de relación señal a ruido favorables, 25 dB. Sin embargo, se ha introducido un desplazamiento de frecuencia residual ( $\delta f < 10^{-4}$ ) para comprobar el impacto que, sobre los datos, tenía este pequeño desajuste. Como se puede observar en la figura, esta desviación residual de frecuencia, aun siendo extremadamente pequeña, es capaz de rotar la transmisión (originalmente todos las sub-portadoras cargadas con  $1 + j$ ), haciendo que el receptor incurra en una probabilidad de error muy elevada, especialmente a partir de los símbolos OFDM 50 en adelante. La señal aparece ruidosa debido, no al desplazamiento (que simplemente produce la rotación que se observa) sino a los efectos de la estimación de canal y su corrección no ideal.

Se ha decidido probar las prestaciones del algoritmo de seguimiento de desplazamiento de frecuencia sobre el estándar IEEE 802.11a porque es un estándar ya cerrado, totalmente definido

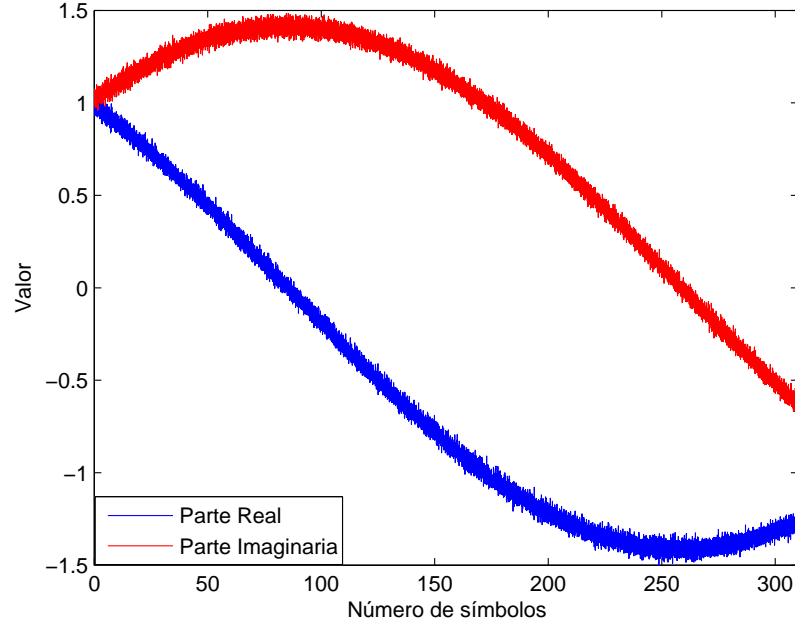


Figura 4.8: *Transmisión de 320 símbolos OFDM en el estándar IEEE 802.11a. 48 sub-portadoras útiles, todas ellas con la señal  $(1+j)$ . Efecto del pequeño desplazamiento residual no corregido en transmisiones de paquetes largos.*

y cuyas especificaciones son accesibles. No obstante, los resultados obtenidos se pueden extrapolar a otros sistemas fácilmente.

#### 4.2.2. Algoritmo de seguimiento

Antes de entrar a explicar en detalle en qué consiste el algoritmo, es preciso comentar ciertas características que se han tenido en cuenta a la hora de diseñar la propuesta para resolver este problema.

En la práctica, en la mayor parte de los estándares en los que se utiliza la modulación OFDM, se dispone de un número finito, y generalmente pequeño para no perder mucha eficiencia, de sub-portadoras piloto <sup>20</sup>. Estas sub-portadoras piloto pueden ser utilizadas, entre otras cosas, para el seguimiento del desplazamiento de frecuencia, como de hecho se hace en el algoritmo propuesto en esta Tesis. Asimismo, es importante destacar que, si se quiere implementar la solución propuesta, u otras, en los estándares ya implantados, las mejoras deben hacerse de forma transparente al sistema, es decir, no requerir de modificaciones sobre la trama transmitida,

<sup>20</sup>Una sub-portadora en la que se transmite información conocida tanto por el transmisor como por el receptor.

ya que deben ser compatibles con cualquier transmisor.

Como ya se ha mencionado en los apartados anteriores, una gran parte de los algoritmos para la estimación de la desviación de frecuencia se realiza mediante la correlación de dos señales iguales, normalmente símbolos piloto o preámbulos (no confundir con sub-portadoras piloto, éstos son símbolos OFDM completamente conocidos tanto por transmisor como por el receptor). Como se vio en el apartado anterior, en [Schmidl & Cox, 1997] se demostraba que si se enviaban dos secuencias iguales, en recepción, las diferencias recibidas venían producidas precisamente por el desplazamiento de frecuencia. Y se proponía una solución basada en la correlación existente entre ambas secuencias. Aplicándolo al estándar IEEE 802.11a [IEEE, 2001], en el que se dispone de dos símbolos piloto al comienzo de cada paquete transmitido (en la cabecera), la estimación obtenida es bastante razonable ( $\delta f < 10^{-3}$ ). Sin embargo, como se acaba de demostrar, esto no es suficiente cuando se trata de enviar paquetes largos.

Una aproximación parecida se proponía en [Moose, 1994], aunque en este caso la correlación se realizaba en frecuencia en lugar de hacerlo en tiempo. En un principio ofrece prestaciones similares a las obtenidas con el estimador propuesto en [Schmidl & Cox, 1997], pero sin embargo nos brinda una posibilidad de ampliación muy interesante para realizar el seguimiento por medio de sub-portadoras piloto. Una variante es la que se propone en la presente Tesis.

En [Moose, 1994] se demuestra que el estimador de máxima verosimilitud (MLE *Maximum Likelihood Estimator*) del desplazamiento de frecuencia normalizado  $\delta f$  viene dado por la ecuación (4.61). Como se veía en el apartado anterior, esta operación de correlación se realizaba sobre todas las sub-portadoras de los dos símbolos piloto que hay en el estándar, y se obtenía así la estimación. A diferencia de la correlación en [Schmidl & Cox, 1997] que se hacía en el dominio del tiempo, esta se hace en el de la frecuencia.

La utilización de ambas técnicas, tanto la correlación en tiempo como en frecuencia, requiere el poder disponer de dos símbolos piloto, lo cual es sólo posible en los estándares de transmisión de paquetes, al comienzo de la transmisión de cada uno de los paquetes. Si aplicamos esta técnica directamente sobre las sub-portadoras piloto repartidas en cada símbolo OFDM (4 sub-portadoras para el caso del estándar IEEE 802.11a [IEEE, 2001]), la estimación obtenida es extremadamente pobre y muy ruidosa. Esto es debido a que no se toma un número de muestras

suficiente y necesario para que exista consistencia estadística. No obstante, puesto que las sub-portadoras piloto se transmiten en todos y cada uno de los símbolos OFDM durante la transmisión del paquete, se puede utilizar la estimación promediada a lo largo de varios símbolos OFDM; de esta forma estamos incrementando el número de muestras y por tanto la consistencia. Nuestro estimador quedará por tanto de la siguiente forma:

$$\hat{\delta}f_t = \frac{1}{N_q} \sum_{s=1}^{N_q} \hat{\delta}f_r(s) \quad (4.80)$$

en donde  $\hat{\delta}f_t$  es el estimador del desplazamiento de frecuencia como promedio de la estimación del desplazamiento relativo  $\hat{\delta}f_r(s)$  en cada uno de los  $N_q$  símbolos sobre los que se realiza el promedio. Esta desviación relativa se calcula como:

$$\hat{\delta}f_r(s) = \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} O_s \quad (4.81)$$

siendo

$$O_s = \sum_{k=1}^{N_p} P_{s,k}^* P_{s+1,k} \quad (4.82)$$

y  $P_{s,k}$  el dato recibido en la sub-portadora  $k$  en el símbolo  $s$  una vez se ha realizado la DFT en recepción. Se ha denotado con la letra  $P$  en lugar de  $Y$  porque se trata de sub-portadoras piloto. Es decir, la estimación relativa al desplazamiento  $\hat{\delta}f_r(s)$  se realiza utilizando sólo las  $N_p$  sub-portadoras piloto que se encuentran en cada símbolo.

De esta forma, se promedian las diferentes estimaciones sobre el desajuste en frecuencia en cada uno de los  $N_q$  símbolos, y el resultado es una estimación mucho más precisa y menos ruidosa. Y así se permite el uso de estas técnicas que, tradicionalmente se había considerado no eran útiles en este tipo de sistemas por falta de suficientes pilotos [Athaudage & Krishnamurthy, 2002]. Se podría pensar, llegados a este punto que, los resultados que se van a obtener no serán mejores a los obtenidos para el caso de la estimación utilizando los dos símbolos de la cabecera (caso del estándar IEEE 802.11a). Sin embargo, hay que decir que este algoritmo es adaptativo y lo que permite es ir realizando el seguimiento de las posibles variaciones en frecuencia que puedan ocurrir durante la transmisión de un paquete, refinando de esta forma la estimación inicial realizada por cualquiera de los métodos propuestos en la literatura.

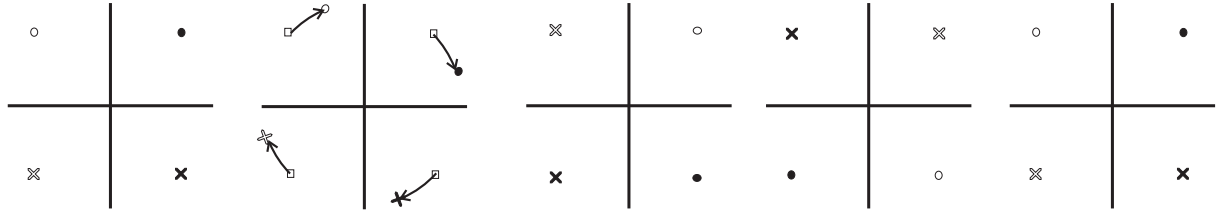


Figura 4.9: *Efecto de la desviación de frecuencia a lo largo de transmisión de un paquete largo*

En la figura 4.9 se muestra el efecto comentado anteriormente, en la que se puede ver cómo se va rotando la constelación poco a poco debido a la desviación residual. Como no existe ningún tipo de compensación, llega un momento en que los símbolos cambian de cuadrante, haciéndose imposible su demodulación correcta.

El algoritmo propuesto funciona de la siguiente forma. Una vez hecha la primera estimación y corrección del desplazamiento se comienzan a demodular los símbolos del paquete, y calcular la estimación relativa en cada uno de esos símbolos. Una vez se tienen  $N_q$  estimaciones, se realiza el promedio y se calcula  $\hat{\delta}f_t$  utilizando la ecuación (4.80). Se corrigen los símbolos siguientes con este nuevo valor. En este paso ya se ha refinado la estimación inicial. Pueden suceder dos casos, que la nueva estimación corrija por exceso la desviación o que por el contrario la corrija por defecto. En cualquier caso, la próxima estimación que se realice utilizando los siguientes símbolos volverá a corregir las posibles desviaciones y así sucesivamente. De este modo, el desplazamiento de frecuencia corregido estará siempre en torno al verdadero y, por tanto, las prestaciones serán mejores. Esto se muestra gráficamente en la figura 4.10, en la que se observa cómo las rotaciones se van compensando en cada iteración, y por tanto, los símbolos no se desplazan fuera de su cuadrante.

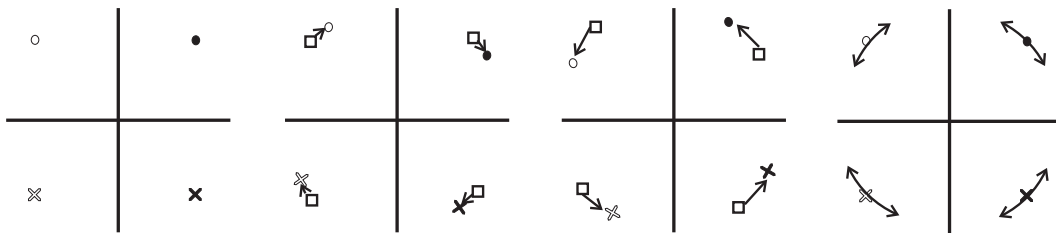


Figura 4.10: *Efecto del seguimiento de la desviación de frecuencia*

En la figura 4.11 se puede ver el mismo paquete transmitido en la figura 4.8 pero esta vez con

el seguimiento del desplazamiento de frecuencia activado. El número de símbolos de promedio es de  $N_q = 12$ , que, unido a las 4 sub-portadoras piloto por símbolo hacen un total de 48 muestras, exactamente el mismo número de muestras que se utilizan en la cabecera del paquete IEEE 802.11a. En ella se puede observar cómo la rotación es prácticamente inapreciable, y los valores se mantienen en torno al valor real que debería tener  $(1 + j)$ . La señal aparece ruidosa, como en el caso anterior, debido al proceso de estimación y corrección de canal.

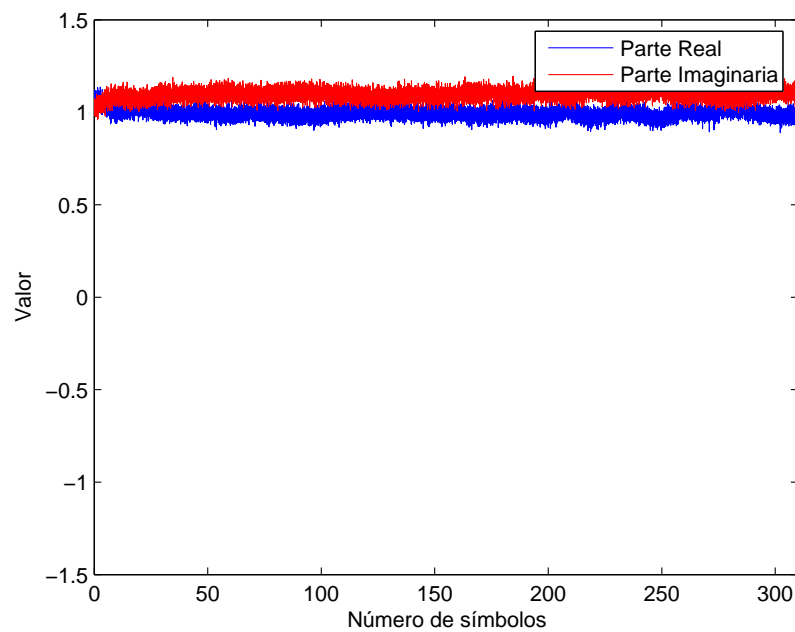


Figura 4.11: *Transmisión de 320 símbolos OFDM de 48 sub-portadoras útiles, todas ellas con la señal  $(1 + j)$ . Cuando se utiliza el seguimiento de la desviación de frecuencia.*

### 4.2.3. Resultados obtenidos

A continuación se muestran las prestaciones obtenidas cuando se utiliza y cuando no el algoritmo de seguimiento propuesto. De este modo se verán los beneficios que su uso ofrece. Como ya se ha mencionado, el algoritmo se ha aplicado sobre el estándar IEEE 802.11a [IEEE, 2001]. A modo de resumen, en la figura 4.12 se muestra una comparativa de la probabilidad de error de la transmisión de paquetes IEEE 802.11a cuando se utiliza y cuando no se utiliza el seguimiento de frecuencia. Como se puede observar, las prestaciones del sistema cuando se implementa el seguimiento son similares a las obtenidas si no existiese ese desplazamiento de frecuencia.

Dos son los parámetros que van a afectar a las prestaciones del algoritmo. En primer lugar el número de sub-portadoras piloto en cada símbolo, en segundo lugar el número de símbolos sobre los que se realiza el promedio.

El número de sub-portadoras piloto será un parámetro que, en general, va a venir determinado por el estándar sobre el que se desee aplicar el algoritmo de seguimiento, en el caso del estándar IEEE 802.11a, este valor es de cuatro. Es decir, de las 64 sub-portadoras en las que se divide el ancho de banda, 4 de ellas están dedicadas como pilotos, en las que se transmite una secuencia pseudo aleatoria conocida tanto por el transmisor como por el receptor [IEEE, 2001]. Normalmente, el número de sub-portadoras piloto se determina de tal forma que no se vea afectada en gran medida la eficiencia del sistema, pues en estas sub-portadoras no se transmite información. Suele ser, en general, un número pequeño.

El otro de los parámetros, al que sí se tendrá acceso y por lo tanto, se podrá diseñar para cada sistema, es el número de símbolos sobre los que se va a realizar el promedio. Por lo tanto, se han utilizado 4 sub-portadoras piloto y se ha variado el número de símbolos de promediado para comprobar el efecto que, sobre las prestaciones, tenía este parámetro.

A medida que aumente el número de símbolos de promedio, la estimación de la desviación residual será mucho más precisa, pues se están utilizando muchas más muestras para calcularla. Sin embargo, habrá que tener en cuenta el tiempo de coherencia del canal, para no tomar intervalos (en número de símbolos de promediado) superiores a éste. Además, cuanto mayor es el número de símbolos, mayor será la memoria necesaria para almacenar los datos (aunque esto no es un problema especialmente grave dado la pequeña cantidad de datos que es necesario



mantener). Y por último, y más importante, como se pondrá de manifiesto en los resultados obtenidos, cuanto mayor es el número de símbolos, mayor es el tiempo que se tarda en corregir lo datos, y por tanto más afectados por la desviación estarán.

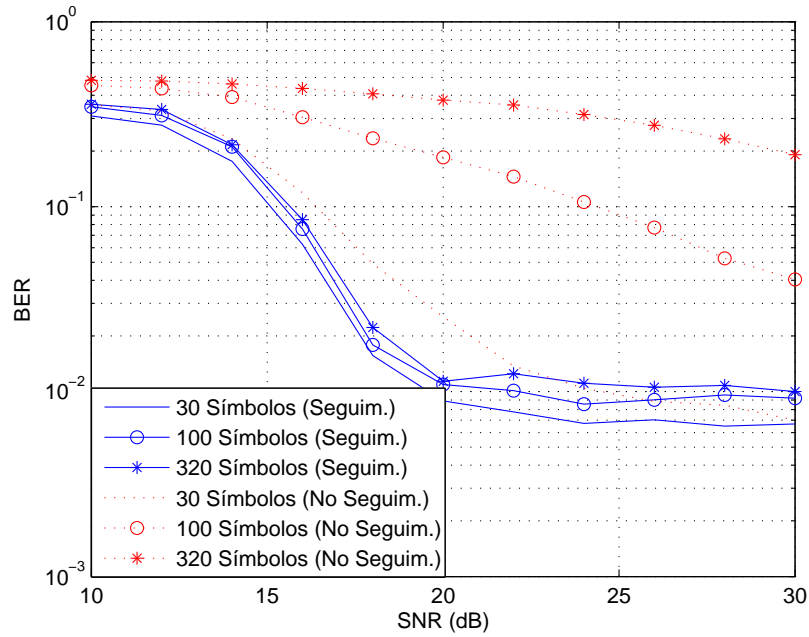


Figura 4.12: *Comparativa de prestaciones del sistema IEEE 802.11a cuando se utiliza y cuando no el seguimiento del desplazamiento de frecuencia. Líneas continuas representan prestaciones con el seguimiento activado y discontinuas sin el seguimiento.*

En primer lugar, en la figura 4.12 se muestran las prestaciones del sistema cuando se utiliza el seguimiento y cuando no. El número de símbolos de promedio se ha fijado en 12. Se ha hecho así porque, junto con las 4 sub-portadoras, el número de muestras utilizadas para la estimación de la desviación es 48, que es precisamente el número de muestras que se utiliza en la cabecera del paquete IEEE 802.11a. Se puede apreciar claramente cómo las prestaciones del sistema cuando se aplica el seguimiento son prácticamente independientes de la longitud de los paquetes enviados, mientras que si no se aplica el seguimiento, los paquetes medios y largos se ven afectados muy seriamente por la rotación producida por la desviación residual de frecuencia. Incluso para paquetes cortos (de 30 símbolos) se puede apreciar una cierta pérdida. Recordando, en la figura 4.8 se veía cómo a partir de los símbolos 30 – 40, la rotación que se producía era notable (para una desviación residual  $\delta f < 10^{-4}$ ).

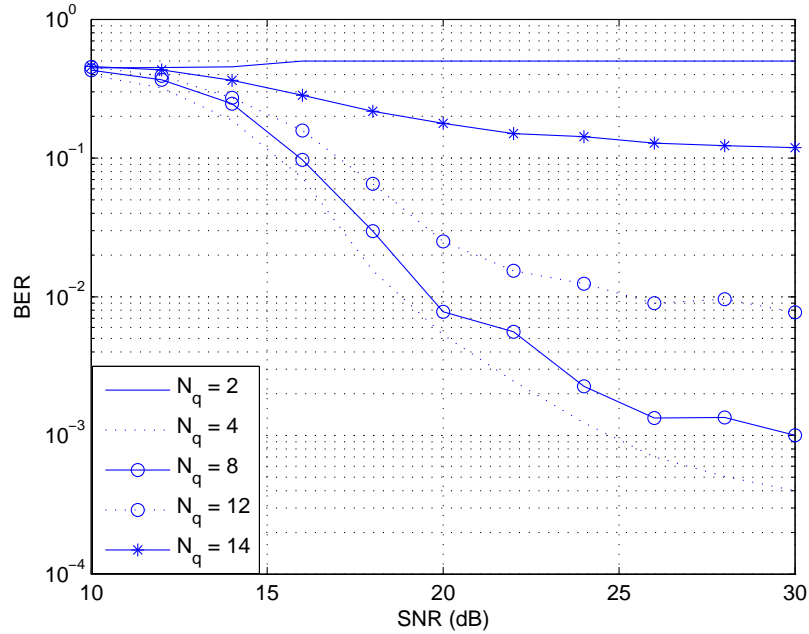


Figura 4.13: *Efecto del número de símbolos de promedio en las prestaciones del sistema. Modulación QPSK.*

A continuación, se realizaron simulaciones para determinar el impacto que tenía el número de símbolos de promedio así como la modulación utilizada. En la figura 4.13 se muestra la evolución de la probabilidad de error a medida que aumenta el número de símbolos de promedio  $N_q$ . Se puede apreciar que para valores bajos  $N_q < 4$ , la probabilidad de error es muy elevada (0.5). Luego, una vez el número de símbolos es suficientemente grande ( $N_q \geq 4$ ), las prestaciones comienzan a ser muy buenas. A medida que el número aumenta, las prestaciones, aunque siguen siendo buenas, van empeorando poco a poco. Aunque en un principio se pudiera pensar que a medida que aumenta el número de símbolos de promedio, la estimación debiera ser mejor y por tanto las prestaciones también, la realidad de las simulaciones muestran otra cosa. Efectivamente la estimación es mejor cuanto mayor es el valor de  $N_q$ , sin embargo, la tasa de actualización es menor, y, a la vista de los resultados, este hecho es más importante que la propia estimación. Es decir, que una vez que el número de símbolos es suficiente para que la estimación sea razonable, lo mejor es corregir cuantas más veces mejor. Debido a las características del algoritmo (éste hace oscilar la corrección en torno al valor verdadero), lo importante es corregir lo más a menudo posible.

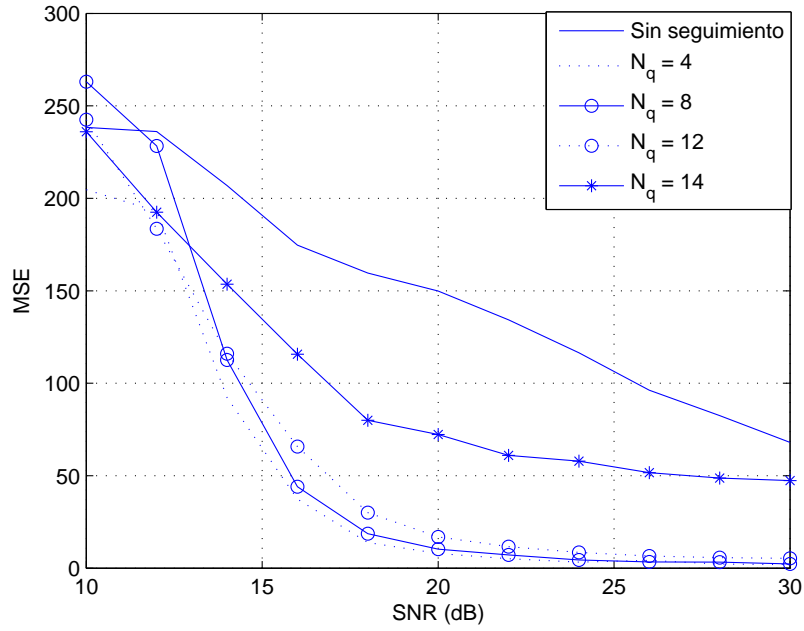


Figura 4.14: **Error cuadrático medio (MSE) en función de la SNR para diferentes promedios**

Asimismo, para cuantificar las mejoras introducidas por el algoritmo de seguimiento, se evaluó el error cuadrático medio antes de la demodulación, cuando no se utilizaba el algoritmo de seguimiento y cuando éste estaba activo. El MSE se definió de la siguiente forma:

$$MSE = \frac{1}{N_k N_l} \sum_{l=1}^{N_l} \sum_{k=1}^{N_k} |\hat{X}_{k,l} - \tilde{X}_{k,l}|^2 \quad (4.83)$$

donde  $N_k$  es el número de sub-portadoras utilizadas,  $N_l$  es el número de símbolos, los índices  $k$  y  $l$  indican sub-portadora y símbolo respectivamente,  $X_{k,l}$  es la señal en el dominio de la frecuencia si no hubiese existido desviación de frecuencia, y  $\tilde{X}_{k,l}$  es la señal en frecuencia de la sub-portadora  $k$  en el símbolo  $l$  sin el seguimiento y con el seguimiento dependiendo del MSE que estemos calculando. En la figura 4.14 se muestra el MSE obtenido en simulación para diferentes valores de promedio, así como para el caso en que no se realice el seguimiento. Como se puede apreciar en ella, a medida que aumenta el tamaño de la ventana de promediado, también aumenta el error. También se puede apreciar como, para relaciones señal a ruido pequeñas, las diferencias con el caso de no seguimiento no son muy elevadas. Esto es debido sin duda a la estimación de la desviación de frecuencia. En estas relaciones señal a ruido, ésta es pobre, tanto la inicial, como la que se pudiera realizar por medio de las sub-portadoras piloto, y por tanto, los resultados no son buenos. No obstante, una vez existe una SNR adecuada (por encima

de 16 dB), el error desciende bruscamente. En esta figura también se comprueba que es más importante la tasa de actualización ( $N_q$  pequeños), que la calidad en esa estimación ( $N_q$  mayores).

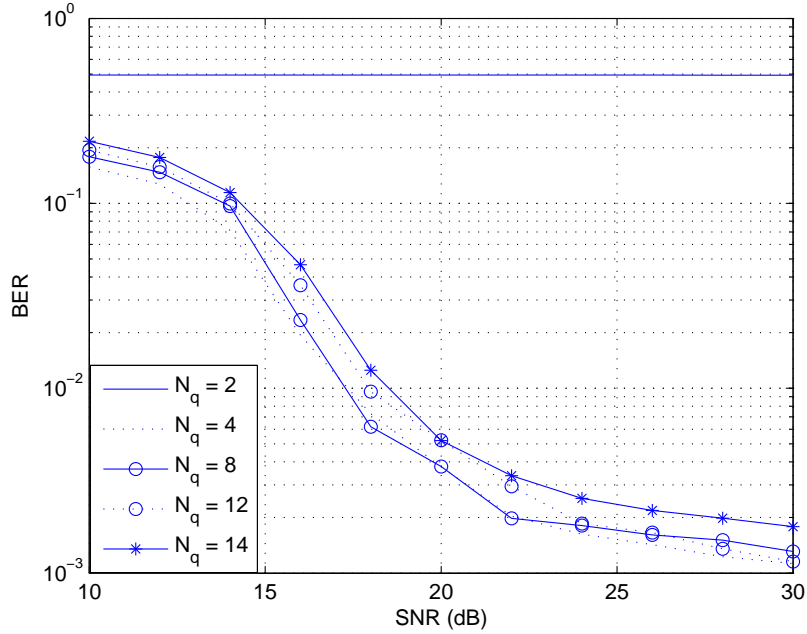


Figura 4.15: *Efecto del número de símbolos de promedio en las prestaciones del sistema. Modulación 16-QAM.*

Se realizaron simulaciones similares para el caso en el que la modulación fuera 16QAM y 64QAM, para ver si el impacto seguía siendo el mismo. En las figuras 4.15 y 4.16 se muestran estos resultados. En ellas se puede apreciar, como era de esperar, que el impacto es mayor a medida que la densidad de la modulación crece. Esto es debido precisamente a la rotación producida (y corregida cada  $N_q$  símbolos). Al estar las fronteras de decisión mucho más cercanas entre si en las constelaciones más densas, la rotación va a afectar en mayor medida.

Dado que el tiempo de actualización es el principal factor de influencia en las prestaciones, se planteó el realizar la actualización de la desviación de frecuencia en cada símbolo, y para la estimación, utilizar una ventana deslizante sobre los símbolos siguientes. De esta forma, la tasa de actualización es cada símbolo OFDM, mientras que se puede realizar el promedio sobre un mayor número de muestras (mejorando de esta forma su precisión). En las figuras 4.17, 4.18 y 4.19 se muestran los resultados obtenidos utilizando esta versión iterativa del algoritmo.

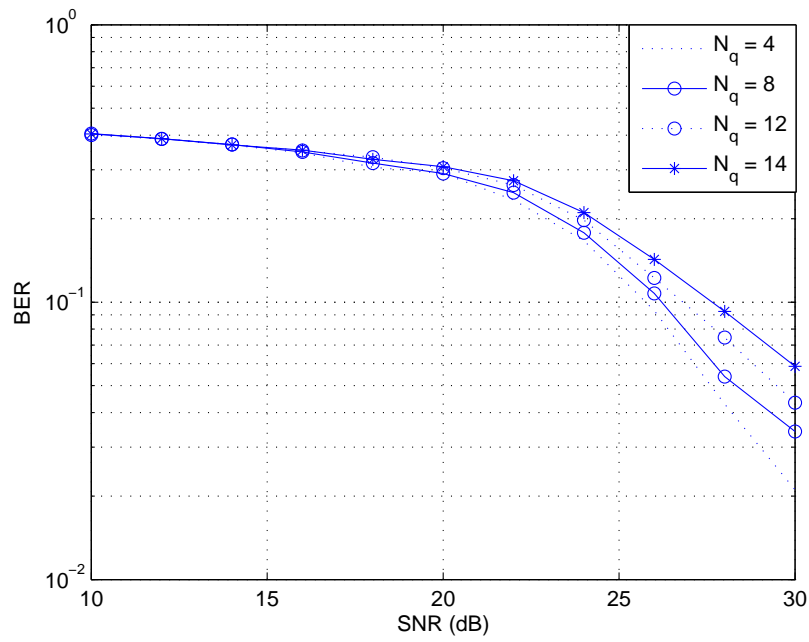


Figura 4.16: *Efecto del número de símbolos de promedio en las prestaciones del sistema. Modulación 64-QAM.*

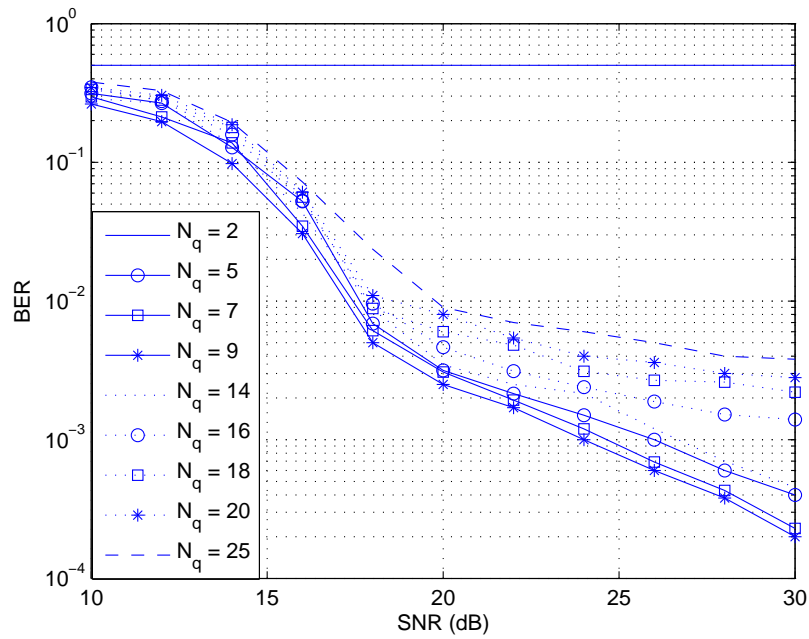


Figura 4.17: *Efecto del número de símbolos de promedio en las prestaciones del sistema utilizando la ventana deslizante y actualización constante. Modulación QPSK.*

Como se puede apreciar en la figura 4.17, para valores bajos de  $N_q$ , a medida que aumenta éste, las prestaciones son cada vez mejores. La razón es que cuanto mayor número de símbolos se promedien, más precisa será la estimación de la desviación de frecuencia. Esto es así hasta que el número de símbolos promedio alcanza valores cercanos a 10, a partir de los cuales, a medida que aumenta éste, las prestaciones se degradan. El motivo de esta reducción en prestaciones viene del hecho que al aumentar el número de símbolos, las muestras estarán afectadas por desviaciones ligeramente diferentes y por tanto la estimación se comienza a distorsionar. Es por tanto que se pueden tomar valores cercanos a  $N_q = 10$  como número de símbolos OFDM promedio.

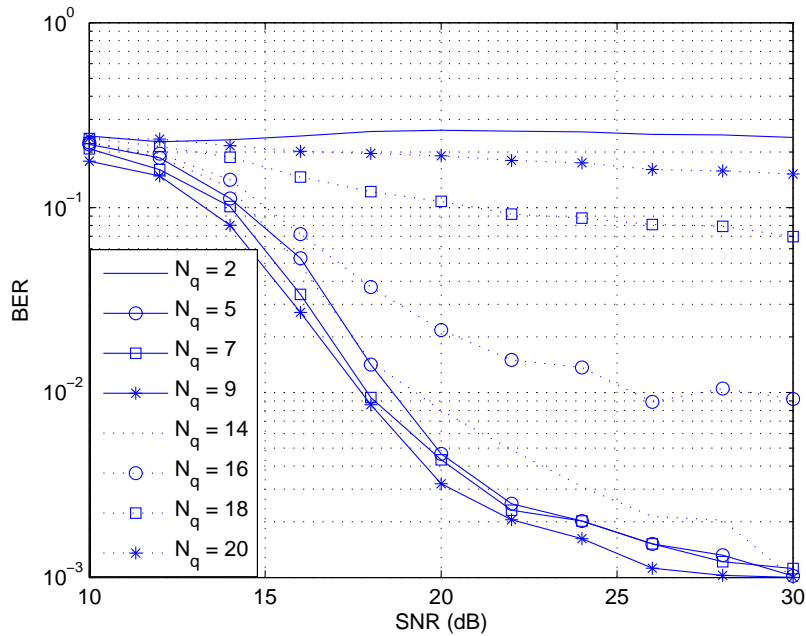


Figura 4.18: *Efecto del número de símbolos de promedio en las prestaciones del sistema utilizando la ventana deslizante y actualización constante. Modulación 16-QAM.*

Por otro lado, en la figura 4.18 se observa claramente cómo el efecto que tiene el número de símbolos promediados es mucho más acusado en las modulaciones más densas. La razón vuelven a ser las fronteras, que, a medida que crece la densidad de la modulación, éstas están más cercanas entre sí, y por tanto, más efecto tendrá la precisión en la estimación.

Como en el caso anterior, también se evaluó el error cuadrático medio para la versión iterativa del algoritmo, cuyos resultados se muestran en la figura 4.20. En ella se puede ver cómo este error es menor que para la versión no iterativa. Para verlo más claramente, en la figura 4.21

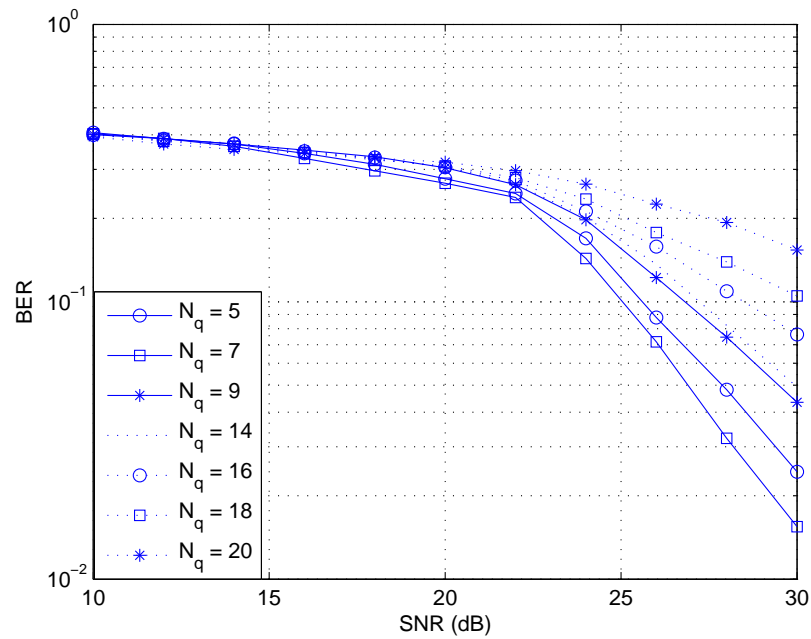


Figura 4.19: *Efecto del número de símbolos de promedio en las prestaciones del sistema utilizando la ventana deslizante y actualización constante. Modulación 64-QAM.*

se muestra una comparativa entre las dos versiones del algoritmo para el caso de modulación QPSK. Se muestra en la figura 4.21b una ampliación de la región de interés, en la que se puede observar una ligera superioridad de la versión iterativa.

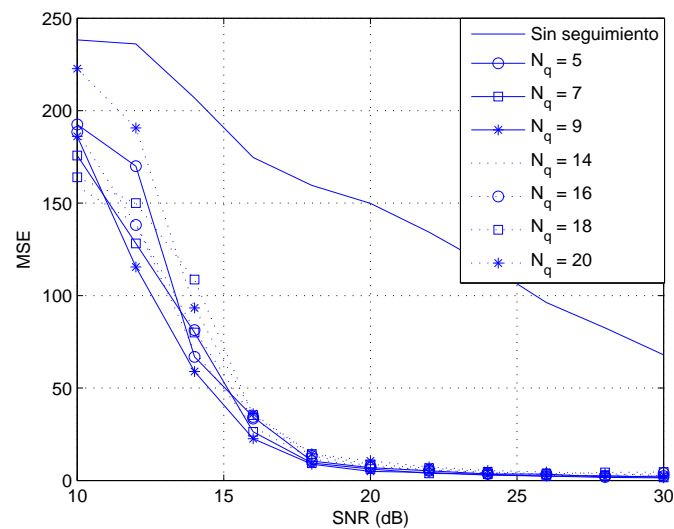
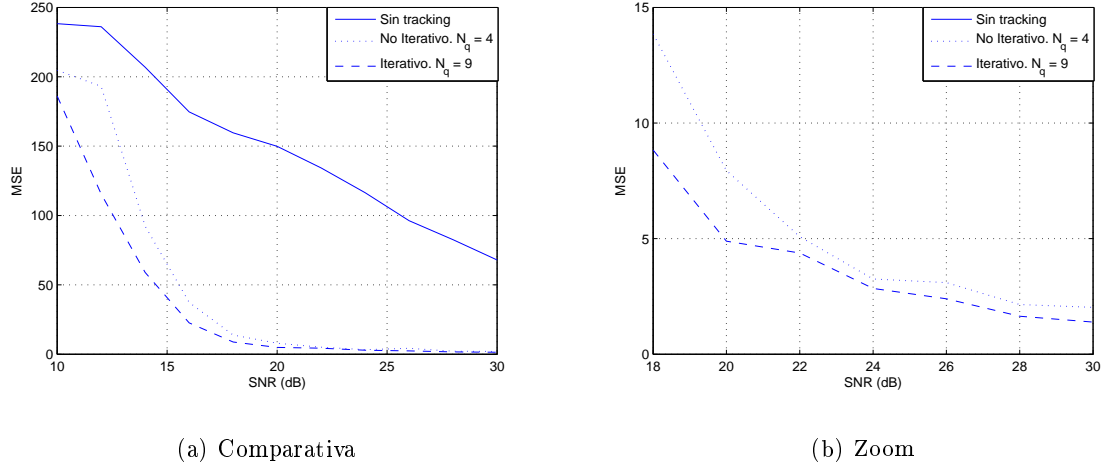


Figura 4.20: *Error cuadrático medio (MSE) en función de la SNR para diferentes promedios con la versión iterativa*


 Figura 4.21: *Comparativa de error cuadrático medio (MSE). Iterativa vs No iterativa*

Continuando con los algoritmos anteriores, y para generalizarlos aún más, se propone la siguiente modificación, debida a que muchos de los estándares que utilizan sub-portadoras piloto en cada símbolo, hacen que estos pilotos sigan un determinado patrón o secuencia. Como ya se ha comentado, este es el caso del IEEE 802.11a [IEEE, 2001], en el que el patrón es una secuencia PN de longitud 161. En estos casos, para conseguir que la aportación de ambas sub-portadoras piloto sea la misma, será necesario introducir un factor  $\beta$  que balancee las contribuciones de ambas de forma adecuada. Basta, por tanto, cambiar la ecuación (4.82), por esta otra más genérica:

$$O_s = \sum_{k=1}^{N_p} \beta P_{s,k}^* P_{s+1,k} \quad (4.84)$$

donde,  $\beta$ , para el caso del estándar IEEE 802.11a sería:

$$\beta = \begin{cases} +1 & : \text{sub-portadoras contiguas iguales} \\ -1 & : \text{resto} \end{cases} \quad (4.85)$$

y para el caso general, será necesario determinar cuál es. De este modo, todo lo dicho anteriormente sigue siendo válido.

#### 4.2.4. Implementación física

Es preciso añadir que, finalmente, estos algoritmos deben ser puestos en práctica en sistemas reales, y existen limitaciones físicas que menoscaban las mejoras que pudieran introducir estas técnicas. Por ejemplo, en el caso de la estimación de la desviación de frecuencia y su posterior corrección, se suele utilizar el algoritmo CORDIC (*Cálculo digital de la rotación de*



*coordenadas - COrdinate Rotation DIgital Computer*)[Kota & Cavallaro, 2003], que, dependiendo de su implementación, bien en DSP (*Procesador Digital de Señal - Digital Signal Processor*) [Doukhnitch, 2002] o bien en FPGA (*Conjunto de puertas lógicas programables por campo - Field-Programmable Gate Array*) [Andraka, 1998], se podrá conseguir una mayor o menor precisión. Por supuesto, mayores precisiones significan mayores costes, pero también mayores tiempos de proceso.

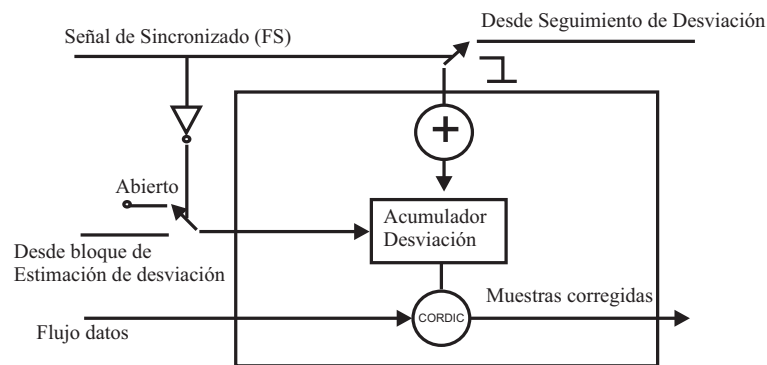


Figura 4.22: *Esquema propuesto del sistema de actualización/corrección de la desviación de frecuencia utilizando el CORDIC*

En muchas ocasiones, bien por el coste que ello supone, bien por la velocidad necesaria para realizar las operaciones, no se puede disponer de módulos CORDIC de precisión suficientemente alta como para poder realizar cálculos tan precisos <sup>21</sup> como para corregir desviaciones del orden de  $10^{-3}$ . En estos casos, de poco sirve utilizar un algoritmo de seguimiento si después no va a poder ser corregido por falta de precisión. Por este motivo, se propone el siguiente esquema, cuya representación se puede ver en la figura 4.22, para la corrección de la desviación de frecuencia [Jiménez et al., 2004b].

La idea general es hacer que el bloque CORDIC de corrección de la desviación de frecuencia siempre utilice valores suficientemente grandes para que no se necesite una implementación muy costosa o excesivamente lenta. En nuestro sistema OFDM existirá una etapa de adquisición de la sincronización y otra etapa de seguimiento. Estas dos etapas estarán guiadas por la señal *Sincronizado (FS)*, que indicará cuándo el sistema ha adquirido de forma gruesa la sincronización

<sup>21</sup>Es importante hacer notar que el algoritmo CORDIC es un algoritmo recursivo y que la precisión depende del número de iteraciones a realizar. Por este motivo, el tiempo de proceso depende en muy alta medida de la precisión requerida.

y debe pasar al estado de seguimiento. Como se puede apreciar en la figura 4.22, existe un acumulador en el que se va a almacenar la desviación a corregir por el bloque CORDIC. Este acumulador estará alimentado al principio por la estimación inicial de la desviación de frecuencia (proveniente del bloque de sincronización) y después, una vez el sistema se encuentre en la etapa de seguimiento, el acumulador irá tomando los valores ofrecidos por el algoritmo de seguimiento propuesto anteriormente. De esta forma, el bloque CORDIC siempre estará corrigiendo la desviación inicial más (+) el seguimiento de la desviación de frecuencia, y por tanto, no existirán problemas de precisión.

Por otra parte, para llevar a la práctica la variante de la ventana deslizante propuesta en el apartado anterior, es posible seguir utilizando el esquema anterior de la figura 4.22, aunque se puede realizar una pequeña modificación: en lugar de mantener el valor acumulado de todas las iteraciones, sólo se mantiene el valor de la desviación inicialmente estimada por el bloque de sincronización, una vez el sistema se ha sincronizado (señal  $FS$ ), y añadirle en cada símbolo la desviación estimada mediante el algoritmo de seguimiento. De esta forma, como en el caso anterior, evitamos los problemas de falta de resolución al corregir mediante el CORDIC.

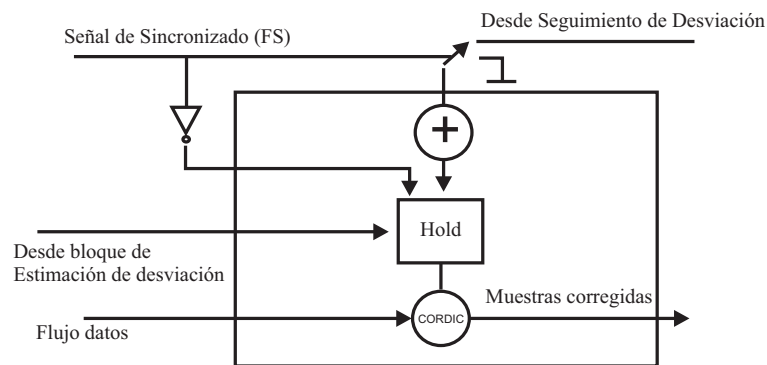


Figura 4.23: *Modificación del esquema propuesto para el sistema de actualización/corrección de la desviación de frecuencia de forma iterativa*

### 4.3. Procedimiento del Líder para sincronización multi-usuario

Como se ha visto en apartados anteriores, en un sistema OFDMA es necesario que todos los equipos se encuentren perfectamente sincronizados entre sí para evitar la MUI. En este apartado se mostrará la solución propuesta para resolver la sincronización multi-usuario en sistemas OFDMA de área local y personal. Esta solución ha sido propuesta para el proyecto IST PACWOMAN [PACWOMAN, 2001].

En un entorno de redes de área personal o local inalámbricas, el número de terminales no es excesivamente elevado, típicamente varias docenas, el canal que experimentan los diferentes equipos es selectivo en frecuencia pero no es excesivamente cambiante como pudiera ser en redes celulares, dado que la velocidad de los terminales no es muy elevada. Basándonos en estas premisas, se puede pensar en reducir el problema de la sincronización multi-usuario de forma eficiente, a un problema de sincronización mono-usuario, tratado ampliamente en la literatura como se ha mostrado en el apartado de sincronización en OFDM. Por tanto, a continuación se va a describir la forma en la que se realiza esta sincronización multi-usuario en parejas, aplicado sobre el sistema IST PACWOMAN, aunque puede ser extrapolado a sistemas de similares características.

Como se explicó anteriormente en la introducción, en el sistema IST PACWOMAN, la transmisión se organiza en tramas, cada una de las cuales se divide en 16 ranuras de tiempo. Recordemos que el escenario sobre el que se pretende diseñar el procedimiento de sincronización es un escenario *ad-hoc*. Por este motivo, para poder gestionar de forma descentralizada las comunicaciones entre los diferentes terminales de la red, se reservó la primera de las ranuras para llevar a cabo labores de control. Esta ranura deberá ser escuchada por todos los equipos que deseen pertenecer a la red y por tanto transmitir en ella. En la figura 4.24 se muestra la estructura que tiene este intervalo de tiempo o *slot* de control. Se divide en tres canales físicos diferentes, a saber: Canal de Acceso a Recursos (*Resources Access Channel*)(RACH), que será el canal en donde los equipos se informen los unos a los otros sobre los recursos que están siendo utilizados o liberados <sup>22</sup>; Canal de Búsqueda y Acceso (*Paging and Access Grant Channel*)(PAGCH) que será el canal en el que se solicita y se concede la transmisión por parte de los terminales involucrados en la misma; y el Canal del Líder (*Leader Channel*)(LCH), dedicado

---

<sup>22</sup>Se entiende aquí como recurso el par formado por una sub-portadora y una ranura concreta. Recuérdese que existen dos dimensiones, una temporal (15 ranuras) y otra en frecuencia (44 sub-portadoras).

a las comunicaciones hacia o provenientes del líder. Más adelante se explicarán un poco más en detalle cada uno de los canales físicos.

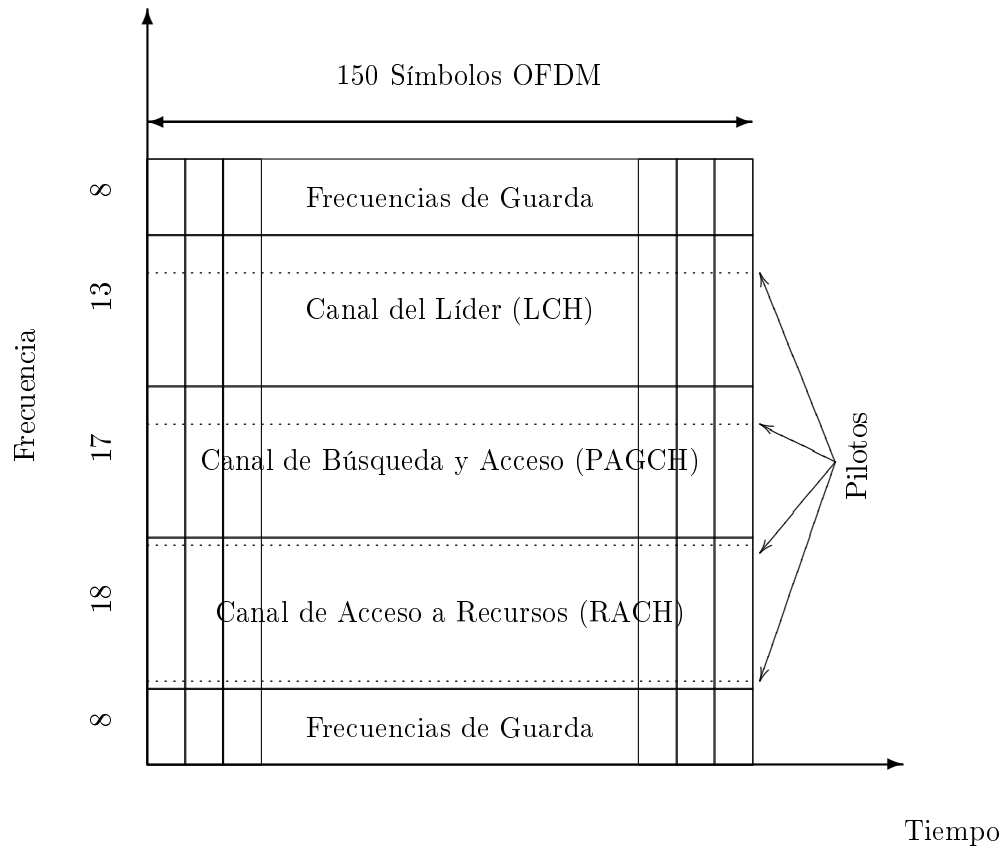


Figura 4.24: *Estructura de la ranura de Control en en proyecto IST PACWOMAN*

#### 4.3.1. Descripción del Procedimiento del Líder

En una red ad-hoc no existe ningún tipo de infraestructura previa como estaciones base o puntos de acceso como sucede en redes celulares o redes inalámbricas de área local basadas en infraestructura. Por lo tanto, la referencia de tiempos así como de frecuencia deberá ser establecida por alguno de los terminales involucrados en la red. Este equipo que establecerá la referencia tanto de tiempos como de frecuencia será denominado *líder* [Jiménez & Armada, 2004a], puesto que será el que lidere los procesos de sincronización de la red. En principio cualquier equipo debería poder ser el líder. Además, se ha tenido en cuenta la restricción de potencia a la hora de diseñar el procedimiento de sincronización, ya que, como se

comentó anteriormente, en cualquier sistema de comunicaciones, la cantidad de energía utilizada debe ser minimizada, especialmente si éste es móvil, para maximizar la autonomía del equipo, así como para abaratar costes. Además, debido a los requisitos de potencia del proyecto IST PACWOMAN, hace que este procedimiento sea adecuado incluso para este tipo de redes.

El hecho de que no exista una estación base o controlador central, plantea el problema de la descentralización de todos los algoritmos, incluidos los de sincronización. Como ya se comentó, la literatura en cuestión de sincronización multi-usuario en OFDM se basa en realizar ésta en la estación base. Se han utilizado ideas y procedimientos de la capa superior MAC (*Medium Access Control*), porque, de esta forma, se inter-relacionaban ambas capas obteniéndose mejores resultados, es lo que se denomina diseño conjunto entre capas (*cross-layer design* en la literatura anglosajona). Para acceso al medio en redes *ad-hoc*, se propone el uso del tono de transmisión, o *busy tone* [Hass & Deng, 2002], [Wu et al., 2000], que consiste en lo siguiente: cuando un terminal quiere transmitir, para evitar los problemas de los terminales ocultos [Ware et al., 2001], y así las colisiones, activa un tono en una frecuencia conocida por todos. Además, cuando alguno de los terminales detecta una transmisión, activa este tono, para indicar al resto que hay alguien transmitiendo. Para el caso de la sincronización y demás procedimientos de comunicaciones (establecimiento, liberación de recursos, ...), es necesario además un canal de comunicaciones, esto es, la ranura de control que ya se comentó anteriormente. La idea es muy similar, sólo que además se puede transmitir información.

Por lo tanto, cuando se enciende un terminal, la primera acción que deberá realizar es buscar el líder de la red, para después sincronizarse con él. Este es el estado *Inicio*, en el que el terminal se dedica a escuchar el canal para determinar si existen comunicaciones previas o no. Podrán suceder dos situaciones:

1. **El canal está ocupado:** en este caso, el terminal pasa al estado de *Sincronización Gruesa* y utiliza los preámbulos de las transmisiones que existan en el canal para adquirir la sincronización utilizando alguno de los esquemas propuestos en la literatura. Esta sincronización será gruesa. Una vez haya adquirido la sincronización pasará al estado de *Sincronización Gruesa Adquirida*, en el que esperará a que queden recursos libres. Una vez que el canal esté libre de transmisiones, pasará al estado de *Solicitar Líder* en el que preguntará quién es el líder y se sincronizará de forma fina con él. Como ya tiene una sincronización gruesa, no será necesario utilizar mensajes de dos tramas de duración, y con

uno de 1 trama será suficiente. Una vez se ha sincronizado con el líder, estado *Sincro Líder*, el terminal quedará en el estado de *Sincronizado* a la espera de las posibles comunicaciones con él, escuchando la ranura de control. Esto se muestra gráficamente en la figura 4.25.

2. **El canal está vacío:** puesto que en el canal no existe ninguna otra transmisión, no hay forma de establecer el origen de tiempos ni sincronización. En este caso, el terminal pasa al estado de *Busco Líder* y envía un mensaje de 2 tramas de duración en el que se solicita conocer el líder de la red. Es necesario que sea de duración al menos un poco más larga que la duración de una trama, para asegurar que, si existe algún otro terminal en la red, lo pueda escuchar cuando interfiera la ranura de control (que debe ser escuchada por todos). Se ha escogido el doble para mayor seguridad. En la figura 4.26 se muestra un ejemplo gráfico aclaratorio. En este caso, pueden volver a darse dos situaciones:

- a) **Recibe la respuesta del líder:** en este caso el líder le informa de quién es, pasando al estado de *Sincro Líder* y ambos se sincronizan de forma fina (el terminal se sincroniza con el líder, y por tanto, con el resto de terminales ya sincronizados con el líder), utilizando los algoritmos propuestos en la literatura. Una vez finalizada la sincronización fina, el terminal queda a la espera de las comunicaciones en el estado de *Sincronizado*.
- b) **No recibe respuesta del líder:** si no recibe respuesta de ningún otro terminal informándole de que es el líder, éste asumirá que no hay ningún otro equipo en la red (de otra forma hubiera recibido la respuesta por su parte) y que él debe tomar el rol de líder. Este es el estado *¿Soy el Líder?*, en el que envía un mensaje informando que él es el líder. De nuevo, dos opciones pueden suceder aquí:

- 1) **Existe un líder previo:** por problemas de sincronización, o de transmisión, puede que el líder no fuera capaz de escuchar la *petición de líder* anterior. Ahora, al escuchar el mensaje informando del nuevo líder, contestaría indicándole que ya existe uno. El nuevo equipo se sincronizará de forma fina con él, estado *Sincro Líder*. No obstante, si algún equipo escucha que el líder no responde, el terminal que tome conciencia de esa situación, asumirá el rol del líder e informará al equipo entrante de quién es el líder, volviendo al estado *Sincro Líder*. Puesto que todos los terminales se encuentran sincronizados entre sí, quién sea el líder no es de mucha importancia. Esta situación puede llegar a suceder si el líder se encuentra inaccesible en ese momento

- 2) **No existe un líder previo:** dado que no existe otro terminal en la red, el terminal es el líder, estado *Soy el Líder* y después de establecer la referencia temporal y en frecuencia, pasa al estado de *Sincronizado* para permanecer a la espera de que otros equipos entren en la red y soliciten comunicaciones.

Toda esta comunicación se realiza utilizando el canal físico *Leader Channel*. En la figura 4.27 se muestra el diagrama de estados del procedimiento del líder anterior.

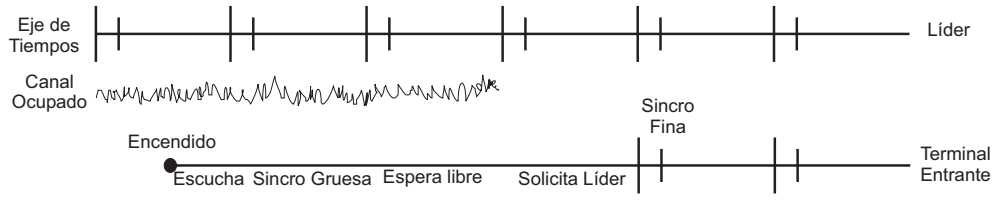


Figura 4.25: *Ejemplo de sincronización en canal ocupado*

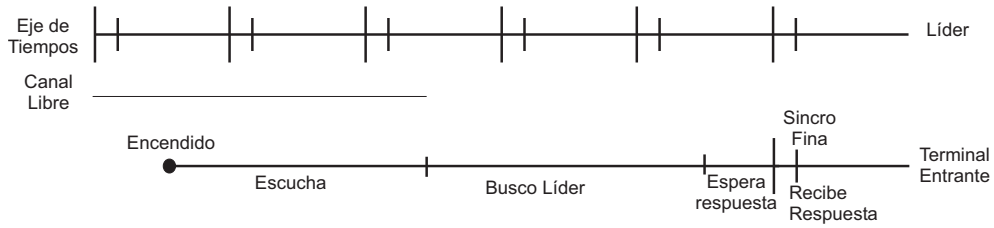


Figura 4.26: *Ejemplo de sincronización en canal libre*

De esta forma, la sincronización multi-usuario se reduce a una sincronización mono-usuario, pudiéndose utilizar las técnicas que se proponen en la literatura.

El diseño del preámbulo en la ranura de control se hace de acuerdo con lo propuesto en [Minn et al., 2003b], es decir, dividiendo el preámbulo en una serie de partes iguales, y se aplica la métrica de la ecuación (4.20). Además, utilizando las ideas en [Yang et al., 2000], y cerrar el lazo de sincronización, se utiliza una señal conocida (sub-portadoras pilotos) en el canal del líder para realizar una estimación de canal y con ella estimar los errores de sincronización. La estructura de un paquete de sincronización sería por tanto: un preámbulo común a cualquier paquete en la ranura de control, siguiendo la estructura en (4.32) con un patrón de signos  $p_s = [+ \ + \ - \ +]$ . Después en la parte de datos, en las sub-portadoras del canal del líder, una secuencia similar a la del estándar IEEE 802.11a [IEEE, 2001] para realizar la estimación de los coeficientes del canal y poder, de esta forma, estimar la desviación tanto en tiempo como en

frecuencia con respecto a la estimación inicial gruesa obtenida con el preámbulo.

Además, cumple la restricción de potencia, dado que el terminal que asume el rol del líder no requiere mucha más energía que el resto. Básicamente, este terminal líder debe escuchar la primera ranura (*ranura de control*) (ver figura 4.24), algo que, por otra parte deben hacer todos los equipos en la red, y responder a las peticiones de sincronización con el líder (*Request for the leader*). Sólo es necesario utilizar energía en el proceso de sincronización con cada terminal, lo cual no supone un aumento exagerado del consumo de este terminal. Es decir, no existe una señal de faro (*beacon* en la literatura anglosajona), que requiera el uso de energía extra para el terminal del líder.

No hay que olvidar que, puesto que todos los equipos deben estar escuchando la ranura de control, siempre que esta ranura se utilice (petición de comunicación, actualización de recursos, liberación de recursos, petición de sincronización ...), deberán utilizar los preámbulos que hay en ella para ir corrigiendo (actualizando) la sincronización y, de esta forma, cuando quieran transmitir, estar bien sincronizados con el resto de terminales. Esto es posible en una red de área local o personal. De hecho, si hace mucho tiempo que no existe ninguna transmisión en la red, cuando un equipo quiere comenzar a transmitir, puede solicitar sincronizarse de nuevo con el líder, para asegurar de este modo una correcta comunicación. De hecho, simplemente solicitándolo uno de los terminales el resto de ellos se sincronizará también.

Es importante hacer notar que el procedimiento de líder se diseña desde la perspectiva de la capa física y de la capa superior MAC para conseguir la sincronización. Este diseño entre capas (*cross-layer design*) es cada vez más habitual en los sistemas de comunicaciones, y permite optimizar ambas capas. En el siguiente capítulo, se muestran otros ejemplos de este diseño cruzado entre capa física y capa de transporte, cuando se optimiza la transmisión en función del tipo de información (video, voz...).

En el apartado de resultados se muestran las prestaciones en cuanto a calidad de la sincronización se refiere del procedimiento completo, en el que se puede observar cómo, gracias a la sincronización fina que se realiza utilizando el canal del líder, la sincronización obtenida es suficientemente buena como para permitir la utilización de OFDMA en estos entornos tan acotados.



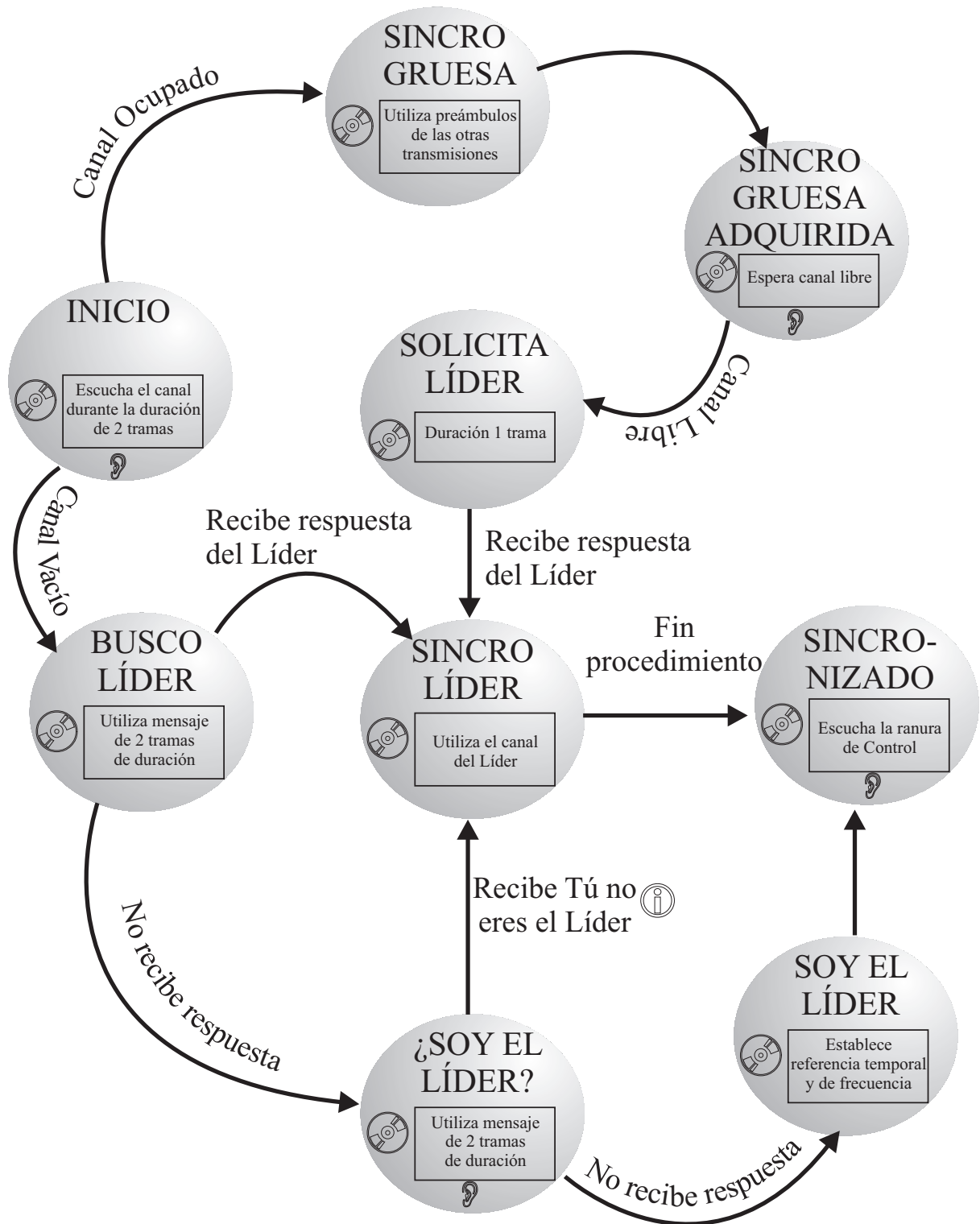


Figura 4.27: *Diagrama de estados del proceso de sincronización utilizando el procedimiento del líder. En el recuadro se muestran las acciones que se realizan en el estado.*

### 4.3.2. Líder distribuido

No obstante, se podría pensar que el terminal que ejerce de líder, aunque poca, algo más de energía sí que va a necesitar, y por tanto, desde el punto de vista de la energía (*power aware* en la literatura anglosajona), el equipo líder estaría en desventaja frente al resto de los terminales de la red.

Para repartir aún más la potencia consumida por el líder, se propone a continuación un *procedimiento del líder distribuido*. Esta variación del procedimiento anterior intenta repartir la carga de ser el líder entre todos los equipos de la red. Es decir, en lugar de existir un sólo líder, este rol es asumido por todos los equipos a la vez. Cuando un terminal se conecta, procede de igual manera que en el caso anterior, estado *Inicio*, la única diferencia es que cuando solicita quién es el líder, solicita uno en concreto, el  $l_n$  (este número se genera aleatoriamente entre 0 y 255). A esa petición de líder le deberá responder el equipo que posea ese número  $l_n$ . Si no le responde ese líder, pasa al estado *¿Soy el líder?* igual que en el caso anterior. Los únicos cambios que se hacen con respecto al procedimiento anterior son en el estado de *Soy el líder*, en el que el terminal asume que él dispone de todos los números inicialmente (0 a 255), y en el estado de *Sincro Líder*, en el que no sólo se sincroniza con el líder, sino que éste le cede la mitad de los números de los que disponga. Esto se hará recursivamente, y así, todos los terminales de la red son líderes a la espera de que algún otro solicite poder sincronizarse con ellos. De este modo, es un procedimiento distribuido, y la energía empleada por los terminales líderes se reparte entre todos.

Además, esta propuesta de líder distribuido es más robusta frente a problemas de disponibilidad del equipo líder, puesto que ahora la probabilidad de que se solicite la sincronización con el líder y éste no esté disponible es mucho menor. En cualquier caso, si un terminal detecta que el líder no contesta a una petición, asume que está indisponible y le contesta él.

### 4.3.3. Análisis de prestaciones

Para analizar y evaluar las prestaciones de este procedimiento, se ha utilizado el sistema IST PACWOMAN. Como se mencionó en el primer capítulo, en ese proyecto se divide la transmisión en tramas de 16 ranuras de tiempo cada una, la primera de las cuales se reservaba para temas de control (véase figura 4.28). Será pues esta ranura la que se tenga en cuenta en este apartado,

pues es donde se realizan las peticiones de sincronización, entre otras acciones.

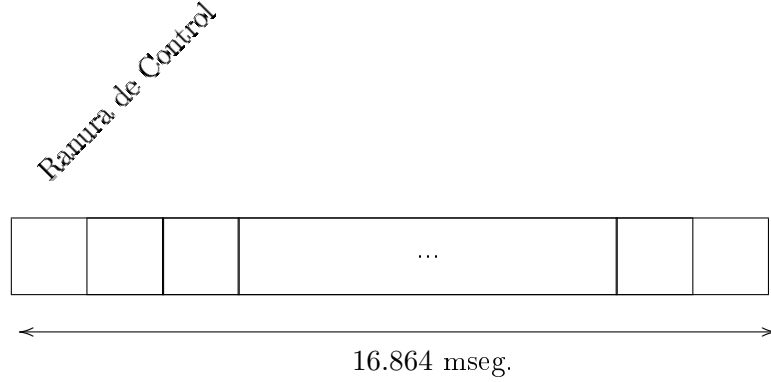


Figura 4.28: **Trama de 16 ranuras del proyecto IST PACWOMAN. Primera ranura reservada para Control.**

Para tener una idea sobre las limitaciones de esta forma de proceder, se realiza a continuación un breve análisis basado en teoría de colas. Para simplificar el análisis y dar una primera aproximación, asumimos que en una red inalámbrica de área local o personal, la tasa de terminales que se une a la red sigue una distribución de Poisson [Knightly & Zhang, 1997] o [Qian et al., 2004] de tasa  $\lambda_s$  terminales/segundo, y que el tiempo de servicio (tiempo que se tarda en sincronizarse cuando no existen otras comunicaciones previas, es decir, el canal está vacío) sigue una distribución exponencial de media  $E(s)$ :

$$E(s) = 2 \times 16.864 \text{ ms} + 2 \times 16.864 \text{ ms} + 0.5 \times 16.864 \text{ ms} + 1.05 \text{ ms} = 76.938 \text{ ms} \quad (4.86)$$

En donde estos valores vienen determinados por el tiempo que el terminal en el momento de encenderse debe permanecer escuchando el canal (2 tramas), el tiempo que necesita para realizar la petición de líder (otras 2 tramas), la respuesta del líder (una ranura) y por último, dado que el líder le contestará en la ranura de control siguiente, para que de esta forma desaparezca la ambigüedad en cuanto a la referencia de tiempos, en media deberá esperar 0.5 veces el tiempo de una trama (ya que en media, se tendrá que esperar media trama para llegar a esta nueva ranura de control). Este será el caso peor, que la red esté desocupada y todos los terminales necesiten esperar a comprobar que el canal está vacío para solicitar el líder. En una situación normal, existirá alguna comunicación establecida y el terminal podrá utilizar las cabeceras para realizar la sincronización gruesa. Formulado así el problema, el tiempo medio de sincronización

de un terminal recién encendido, para poder sincronizarse, y por tanto poder unirse a la red, vendrá dado por la siguiente expresión:

$$W = \frac{E(s)}{1 - \rho} \quad (4.87)$$

Si además asumimos que no se pueden sincronizar dos o más terminales a la vez, este sistema puede ser modelado como un sistema M/M/1 (en notación Kendall [Gelenbe & Pujolle, 1995]), dado que sólo existe un servidor (la ranura de control y el líder) y todos los usuarios se quedan a la espera sensando el canal. El rendimiento del sistema  $\rho$  será el tráfico ofrecido, y por tanto:

$$W = \frac{E(s)}{1 - \lambda_s E(s)} \quad (4.88)$$

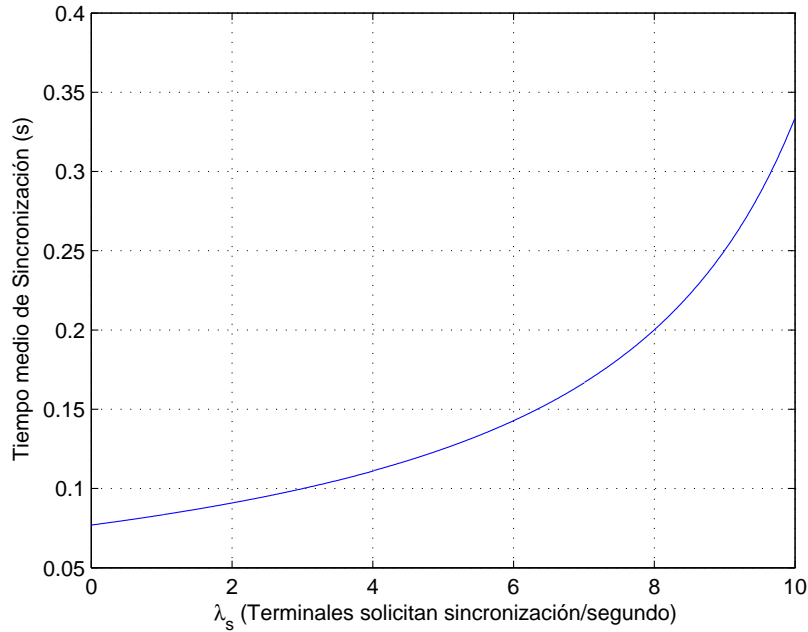


Figura 4.29: *Tiempo medio de sincronización inicial en función del número de terminales encendidos por segundo.*

Esta ecuación (4.88) se ha representado en la figura 4.29 para poder ver gráficamente las limitaciones. Se puede apreciar que incluso para una tasa de encendido de terminales alta (más de 8 terminales que se encienden por segundo), el tiempo medio de espera para sincronizarse no es muy elevado, aunque éste crece de forma exponencial. No obstante, estos valores se refieren al proceso de sincronización inicial. En una red de área personal, en la que se barajan valores de dos docenas de terminales, la probabilidad de que se enciendan a la vez más de 3 o 4 terminales

es muy baja. En cualquier caso, este es el tiempo que se utiliza para sincronizar al encender el equipo. Es importante advertir que este escenario es bastante peor que el escenario real, pero nos sirve para comprobar que incluso en éste, el procedimiento funciona.

Por otro lado, si queremos estimar la probabilidad de que dos terminales colisionen a la hora de solicitar la sincronización, se puede modelar este sistema como M/M/1/1, y, en ese caso, dicha probabilidad vendrá dada por la expresión:

$$P_{r_{col}} = \frac{\lambda_s E(s)}{1 + \lambda_s E(s)} \quad (4.89)$$

Que se deriva de sustituir en la fórmula de la *Erlang B* el número de servidores por 1:

$$B(c, A_o) = \frac{A_o^c / c!}{\sum_{i=0}^c \frac{A_o^i}{i!}} \Big|_{c=1} = \frac{A_o}{1 + A_o} \quad (4.90)$$

Para una mayor claridad, la ecuación (4.89) se ha representado en la figura 4.30, en la que se puede apreciar que, para un número razonable de terminales que tratan de sincronizarse a la vez, esta probabilidad de colisión no es muy elevada.

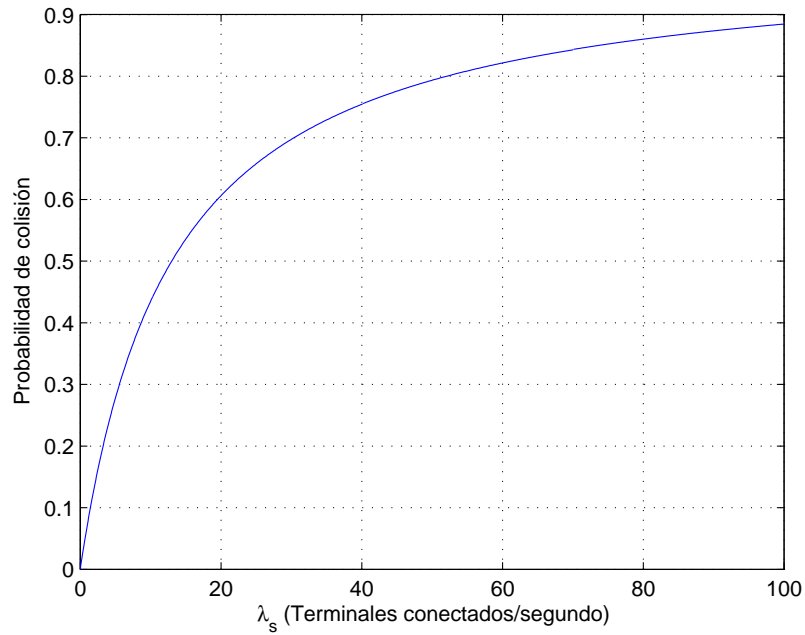


Figura 4.30: *Probabilidad de que el terminal tenga que esperar cuando realiza un intento de sincronización en función del número de terminales conectados en el sistema*

#### 4.3.4. Resultados

En este apartado, se van a mostrar algunos de los resultados obtenidos mediante simulación de la calidad en la sincronización utilizando el procedimiento del líder, así como los estadísticos de tiempos de sincronización.

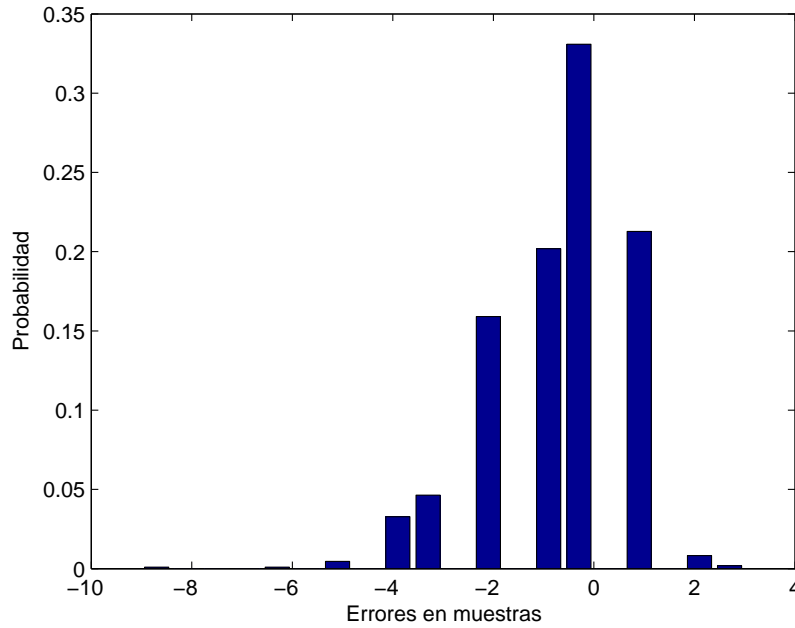


Figura 4.31: *Histograma de la sincronización temporal gruesa en un canal HiperLAN 2 A.*  $\delta f = 0.2$ .

Como se acaba de mencionar, el proceso de sincronización tiene dos etapas, una primera sincronización gruesa que se realiza utilizando los preámbulos de la cabecera en cada paquete en la ranura de control o datos, y en segundo lugar, esta estimación se refina utilizando las sub-portadoras piloto en el canal del líder (LCH), de modo parecido a como se propone en [Yang et al., 2000]. En la figura 4.31, se muestra el histograma de la probabilidad de sincronización gruesa en un canal HiperLAN 2 A [ETSI-BRAN, 1998] (Canal típico de oficina sin línea de visión directa, con dispersión media de retardo de 50 nseg), en el que se ha introducido una desviación de frecuencia normalizada de  $\delta f = 0.2$ . El histograma mostrado es un promedio de los resultados obtenidos para el rango de relaciones señal a ruido de 10 a 30 dB. En él se puede apreciar como, aunque existe una alta probabilidad de sincronización perfecta (error 0), o casi perfecta (error  $-1$  ó  $1$ ), la varianza de la sincronización es elevada, aproximadamente 2.5.

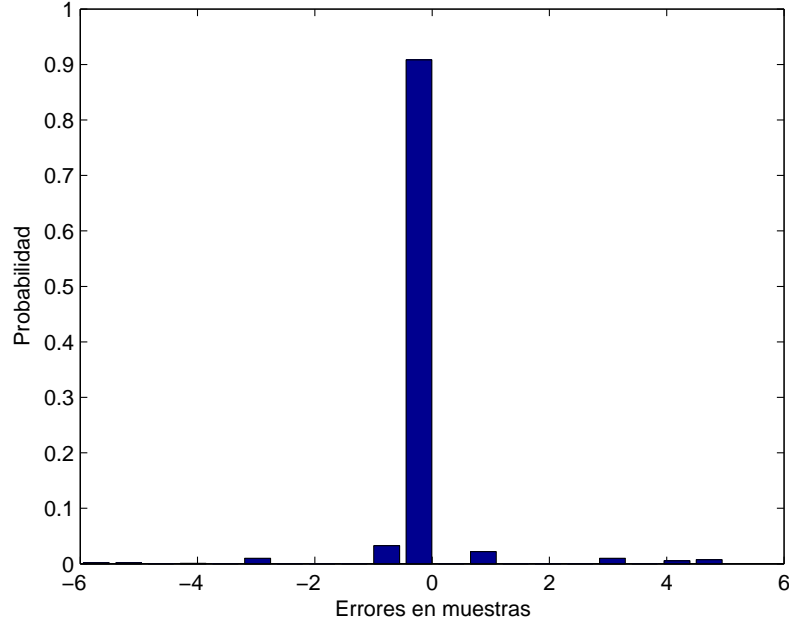


Figura 4.32: *Histograma de la sincronización temporal fina en un canal HiperLAN 2 A.*  $\delta f = 0.2$ .

En la figura 4.32 se muestra el histograma de los errores de sincronización después de la etapa de estimación fina realizada utilizando las sub-portadoras piloto en el canal del Líder (LCH). Como se puede apreciar, la varianza se ha reducido en gran medida, obteniéndose una sincronización temporal muy buena. Utilizando esta referencia obtenida con el líder, manteniéndose el equipo escuchando la ranura de control y utilizando los preámbulos en ella para realizar el seguimiento de la sincronización, se permite mantener todos los equipos en la red sincronizados entre sí. Y conseguir de esta forma la sincronización multi-usuario en sistemas *ad-hoc*. Aunque, como ya se ha comentado anteriormente, si un equipo ha permanecido mucho tiempo sin realizar ninguna transmisión o la red ha permanecido desocupada durante largo tiempo, es razonable que antes de transmitir de nuevo solicite sincronizarse otra vez con el líder.

El error medio de estimación de la desviación de frecuencia se sitúa en torno a  $10^{-4}$ , lo cual es una buena sincronización, aunque, como hemos visto, para paquetes largos es necesario el uso de algoritmos de seguimiento como el propuesto también en esta Tesis. Es importante resaltar que este algoritmo, u otros, se pueden aplicar para mejorar las prestaciones del sistema.

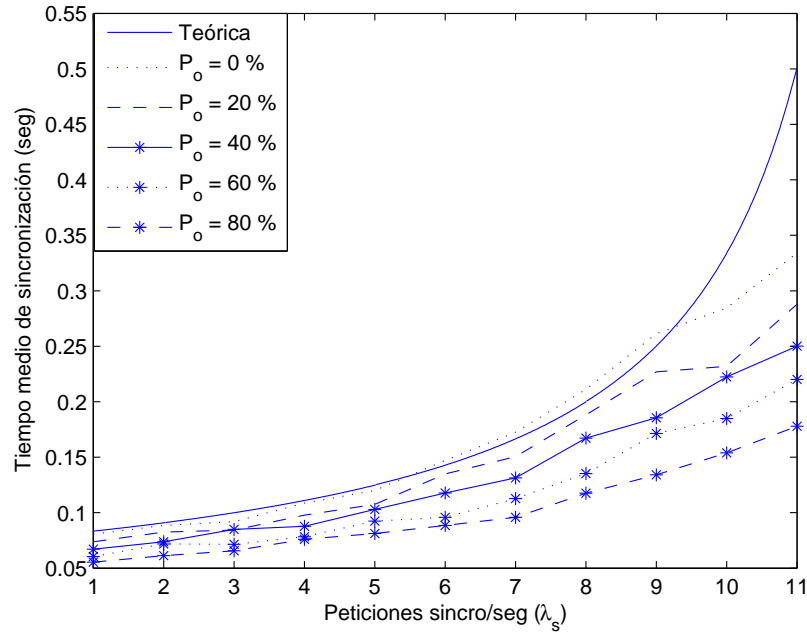


Figura 4.33: *Tiempo medio de sincronización con el líder para diferentes configuraciones de ranuras por trama*

Por otro lado, se muestra en la figura 4.33 el tiempo medio que tarda un terminal en sincronizarse con el líder una vez se enciende, para el caso en que de diferentes grados de ocupación de la red ( $P_o$ ). En esta figura se pueden apreciar varios hechos interesantes. El primero, y más importante de todos es el incremento lineal y no exponencial (estudio teórico anterior), que tiene el tiempo medio de sincronización. Esto es importante porque un crecimiento lineal permite escalar el sistema de forma razonable a otro tipo de redes con más usuarios. Estas diferencias con respecto a la curva teórica de la figura 4.29 son debidas principalmente al hecho de las sincronizaciones múltiples: cuando un terminal se enciende y detecta otra transmisión, se sincroniza de forma gruesa utilizando las cabeceras de las transmisiones existentes y luego espera a que haya una ranura libre para solicitar sincronizarse con el líder (véase figura 4.30). Es decir, no existen las dos tramas de espera, y las dos tramas para enviar la solicitud. Además, durante ese tiempo, si otro terminal se enciende, puede sincronizarse de forma gruesa también del mismo modo, y por tanto, una vez exista una ranura libre, solicitan la sincronización y se sincronizan ambos de forma fina al mismo tiempo. Esto hace que se reduzcan, en principio, los tiempos de sincronización. Esta posibilidad será más frecuente cuanto mayor sea la ocupación de la red ( $P_o$  más elevada), y por eso, a medida que aumenta la ocupación de la red, los tiempos son menores.



También se muestra en la figura el tiempo medio para obtener la sincronización para el caso de una red desocupada ( $P_o = 0\%$ ). Como se puede apreciar, los resultados en simulación son muy parecidos a los obtenidos teóricamente para valores de  $\lambda_s$  pequeños, y a medida que estos crecen las diferencias también lo hacen. La razón de este comportamiento, beneficioso por otro lado pues representa un incremento lineal en lugar de exponencial, no es otro que de nuevo, la sincronización múltiple. Si un terminal comienza a escuchar el canal, y durante las dos tramas de duración, detecta el mensaje de sincronización fina del líder, lo utiliza para sincronizarse él mismo, y de esta forma, también su tiempo medio de sincronización será menor. Esto es más probable cuanto más terminales por segundo soliciten la sincronización.

## 4.4. Conclusiones

En este capítulo dedicado a la sincronización multi-usuario en sistemas OFDMA se ha hecho una revisión exhaustiva de los algoritmos de sincronización que existen en la literatura para el caso mono-usuario así como su extensión al caso multi-usuario en escenarios donde exista una estación base o punto de acceso que permite utilizar estrategias centralizadas para la sincronización. Esta revisión se ha utilizado más tarde para diseñar el proceso de sincronización en el *procedimiento del líder* propuesto para sincronización multi-usuario en redes ad-hoc.

Por otro lado, se ha demostrado la importancia y necesidad de realizar un seguimiento del desplazamiento de la desviación de frecuencia para mejorar las prestaciones globales del sistema. Y se ha propuesto un algoritmo sencillo y eficiente para la realización de este seguimiento en sistemas en los que existan sub-portadoras piloto, incluso aunque el número de éstas sea pequeño. Se ha visto que más importante que la precisión en la estimación de la desviación residual de frecuencia, es la tasa de actualización de esta desviación. Debido a la naturaleza adaptativa del algoritmo propuesto, una vez la estimación es cercana al valor real de desviación residual, lo cual sucede cuando se promedian las sub-portadoras piloto de 4 a 6 símbolos OFDM contiguos, lo importante es actualizar esta desviación en los datos recibidos cuanto antes para evitar que la rotación introducida por esta desviación residual produzca efectos nocivos en la demodulación de los datos.

Además, dado que estos algoritmos deben ser puestos en práctica en sistemas físicos, y éstos presentan limitaciones, por ejemplo en precisión o velocidad, se propone también la forma de implementarlo físicamente de forma eficiente, y evitando los problemas de precisión que puedan existir. Decir también que, el algoritmo propuesto es válido también para sistemas OFDMA siempre que existan sub-portadoras piloto.

Como se ha visto, no existe ninguna propuesta de sincronización multi-usuario en sistemas OFDMA en redes *ad-hoc*, y en esta Tesis se ha propuesto una solución para un entorno inalámbrico de área personal o local. En estos escenarios, el número de terminales no es muy elevado, en torno a dos docenas, el rango de acción tampoco, menos de 50 metros, y el canal, aunque es selectivo en frecuencia, presenta un ancho de banda de coherencia razonable y varía lentamente con el tiempo, es decir, su tiempo de coherencia también es razonable.

Visto que existe una gran cantidad de propuestas en la literatura para realizar la sincronización mono-usuario en sistemas OFDM, algunas de ellas que ofrecen prestaciones muy buenas, se ha propuesto en esta Tesis un procedimiento por el cual, en un entorno como el descrito en el párrafo anterior, se reduce el problema de la sincronización multi-usuario en OFDMA, a un problema mono-usuario OFDM, ampliamente estudiado, con la ventaja de poder aplicar las técnicas disponibles en la literatura.

De hecho, en el procedimiento del líder se utilizan dos de los algoritmos de sincronización descritos en la literatura. Se ha comprobado mediante simulación que los resultados en cuanto a sincronización tanto temporal como en frecuencia son más que aceptables.

Además, se ha mostrado, también mediante simulación, que el sistema es viable y que los tiempos necesarios para la sincronización por parte de los terminales son razonables, incluso en sobrecarga de la red.



## Capítulo 5

# Modulación multiportadora Adaptativa

Este capítulo versa sobre la modulación adaptativa (MA) [Gesbert & Jr, 2002], concretamente en sistemas OFDM/OFDMA. En estos últimos, además, se aprovecha la Diversidad Multi-usuario (MUDi - *Multi User Diversity* en la literatura anglosajona) [Larsson, 2004]. El potencial de la combinación de ambas en los sistemas OFDMA, hace que se proponga como tecnología para, al menos, el enlace descendente de la cuarta generación móvil (4G) [Qui & Chawla, 1999] o [Dahlman et al., 2005].

En este capítulo, primero se mostrará un resumen sobre la evolución y las propuestas de sistemas adaptativos basados en OFDM. Después se analizarán las ventajas que tiene el uso de este tipo de técnicas para mejorar las prestaciones de los sistemas. También se analizará el efecto que, sobre la capacidad, tienen los errores en la estimación de canal. Se mostrará que, mediante la utilización de sistemas de modulación adaptativa, se puede llegar cerca de la capacidad del canal. Por último, y dado que para la obtención de este tipo de mejoras, es necesario que exista una señalización de realimentación hacia el transmisor suficientemente abundante, se propondrán varios algoritmos para la compresión de la información de realimentación, basados en eliminar la redundancia que existe en estos datos, debido principalmente a la correlación del canal en tiempo y en frecuencia. De esta forma se simplifica y posibilita su implementación en sistemas reales.

## 5.1. Principios básicos

En primer lugar, es necesario definir qué se entiende por modulación adaptativa (MA). Ésta, no es otra cosa que adaptar la transmisión de la información a las condiciones instantáneas del canal en cada momento, para aprovechar de esta forma al máximo el canal de datos. Como se verá a continuación, existe una gran variedad de sistemas en los que se utiliza la modulación adaptativa, aunque ésta sea de una forma muy simple. Recientemente se ha estandarizado el sistema HSDPA (Enlace descendente de alta velocidad para paquetes - *High Speed Downlink Packet Access*) [3GPP, 2004] en el sistema UMTS y se encuentra estandarizando el HSUPA (Enlace ascendente de alta velocidad - *High Speed Uplink Packet Access*) que precisamente utiliza la modulación adaptativa para obtener importantes mejoras tanto en capacidad como en calidad. No obstante en esta Tesis nos centraremos en los sistemas basados en OFDM/OFDMA.

Los sistemas que utilizan modulación adaptativa y OFDM/OFDMA se pueden clasificar en tres clases:

- *Adaptación del enlace (AE)*: la adaptación se realiza a nivel general del enlace. Es decir, dependiendo de las características del canal tomado como un todo, se decide la modulación y la codificación para todas las sub-portadoras. Todas las sub-portadoras por tanto en esa trama o grupo de tramas utilizarán la misma modulación y codificación.
- *Adaptación de sub-portadora (ASP)*: la adaptación se realiza a nivel de sub-portadora. Es decir, dependiendo de las características de cada una de las sub-portadoras, se decide la modulación y la codificación en cada una de ellas. Cada sub-portadora puede, por tanto, ir modulada de forma diferente. En este sub-apartado se engloban las técnicas de *waterfilling* [Cover & Thomas, 1991], así como su implementación práctica, el *bit-loading* en la literatura anglosajona [Gallager, 1968].
- *Adaptación de sub-banda (ASB)*: es una combinación de los dos primeros. El ancho de banda asignado a un usuario se divide en grupos de sub-portadoras denominadas sub-bandas, y dentro de una sub-banda todas las sub-portadoras utilizan la misma modulación, pero ésta puede variar de una sub-banda a otra.

Cada una de ellas se corresponde con una organización de sub-portadoras, a saber, agrupación bloque (*block allocation*), agrupación entrelazada (*interleaved allocation*) y agrupación híbrida (*hybrid allocation*) [Tonello et al., 2000] respectivamente.

Es sencillo llegar a la conclusión de que, aunque la adaptación del enlace obtendrá mejores prestaciones que si no existiese ningún tipo de adaptación, lo que verdaderamente incrementa el rendimiento global del sistema es la adaptación de sub-portadora, pues con ella se explotan al máximo las características del canal. No obstante, como se verá más adelante, esto requiere realimentar una gran cantidad de información si el canal es muy variable con el tiempo, como sucede habitualmente en los canales radio. Por este motivo este tipo de sistemas han sido propuestos tradicionalmente para canales selectivos en frecuencia cuyo tiempo de coherencia fuera elevado, como el caso del bucle de abonado. En canales radio, la literatura propone sistemas de los clasificados como *adaptación de sub-banda*, que tiene mejores prestaciones que la adaptación del enlace pero con una reducción en la cantidad de información a realimentar (hay que realimentar por sub-bandas en vez de por sub-portadoras).

Cuanto más reducido sea el conjunto de sub-portadoras agrupadas (la sub-banda sea menor), mejor se adaptará a las condiciones específicas del canal en cada momento. Por supuesto, también dependerá de la velocidad con la que se actualizan estos datos. En el límite, si el grupo de sub-portadoras es tan grande que incluye a todas ellas, nos encontraremos en el primero de los casos, adaptación del enlace. A este primer grupo pertenecen por ejemplo el estándar IEEE 802.11a [IEEE, 2001] o el estándar ETSI HiperLAN 2 [ETSI, 2000].

Al segundo de los grupos, ASP, pertenecen todas las técnicas de *bit-loading* propuestas en la literatura, así como aquellas que adaptan la modulación y codificación a las condiciones del canal de forma heurística. Sistemas como el ADSL [ITU-T, 1997] en cable o IST PACWOMAN [PACWOMAN, 2001] en radio pertenecen a este segundo grupo.

El tercero de los grupos es el que aglutina mayor cantidad de propuestas actuales para los nuevos sistemas radio como por ejemplo el estándar IEEE 802.16a [IEEE, 2003a], HiperMAN [ETSI, 2005] o IEEE 802.15.3a [IEE, 2003], y los sistemas inalámbricos de 4G [Sternad et al., 2003], [Qui & Chawla, 1999] o [Dahlman et al., 2005].

El principal problema que se presenta a la hora de implementar la adaptación de sub-portadora o de sub-banda, es la cantidad de información necesaria. Además, si el canal es muy variante con el tiempo, como sucede en los canales móviles, ésta se debe realimentar constantemente hacia el transmisor. Debido a este motivo y a que las mejoras obtenidas son

tan elevadas, este tipo de sistemas es más frecuente en la literatura pero menos en los sistemas físicos reales, plasmados en estándares. En esta Tesis se proponen algoritmos para reducir la cantidad de información necesaria, mediante compresión de la información de realimentación, para facilitar de este modo su posible implementación en sistemas reales y obtener de esta forma las mejoras que estas técnicas permiten.



## 5.2. Sistemas Adaptativos en OFDM

La historia de los sistemas adaptativos es muy extensa, en este apartado nos centraremos en los sistemas adaptativos basados en OFDM u OFDMA para sistemas SISO (*Single Input Single Output*). Inicialmente estos sistemas adaptativos (especialmente los de adaptación de sub-portadora) se plantearon para los sistemas OFDM dedicados a cable como el bucle digital de abonado (tecnologías xDSL), debido a que ofrecían mayores velocidades de transmisión y el canal era selectivo en frecuencia pero variaba lentamente con el tiempo. No obstante, como se verá a continuación, cada vez son más las propuestas para aplicar estas técnicas en canales radio. En esta Tesis nos vamos a centrar principalmente en sistemas radio. Se seguirá la misma clasificación comentada anteriormente: *Adaptación del Enlace*, *Adaptación de sub-portadora* y *Adaptación de sub-banda*.

### 5.2.1. Adaptación del Enlace (AE)

En [Engels & Rohling, 1997] se propone un sistema multi-usuario duplex con enlace ascendente TDMA y descendente FDMA para el sistema WATM (*high rate Wireless Asynchronous Transfer Mode*) en el que cada usuario emplea la misma modulación en todas las sub-portadoras asignadas pero ésta depende de la calidad media de las sub-portadoras que utiliza. El sistema es TDD. Más tarde en [Engels & Rohling, 1998] compara su sistema cuando se emplea codificación multi-resolución 64-DAPSK (*Differential Adaptive PSK*) y cuando no, obteniéndose mejores resultados cuando se codifica.

En [Wong et al., 1999b] se propone un sistema OFDMA en el que las bandas asignadas a cada usuario se deciden conjuntamente en función de la calidad del enlace de cada terminal. La modulación que utiliza en todas sus sub-portadoras asignadas es la misma dependiendo de la calidad del enlace. En la BS se tiene perfecto e instantáneo conocimiento del canal que experimenta cada usuario. Posteriormente en [Wong et al., 1999c] se adapta para que cada usuario pueda utilizar diferente modulación en cada sub-portadora.

Como ya se ha comentado, en esta clasificación se incluyen los estándares actuales inalámbricos como son el IEEE 802.11a/g/n [IEEE, 2001]/[IEEE, 2003b] o HiperLAN 2 [ETSI, 2000], en los que, dependiendo de la probabilidad de error obtenida al decodificar la señal, se modifica (adapta) el esquema de codificación/modulación.

### 5.2.2. Adaptación de sub-portadora (ASP)

En este apartado por otra parte se incluyen todas las técnicas de *bit-loading*. Una de las primeras referencias al hablar de bit-loading es [Hughes-Hartogs, 1988]. Esta patente para su aplicación en sistemas xDSL, propone un algoritmo que genera una tabla con la energía incremental que se necesita en cada una de las sub-portadoras para transmitir un bit adicional por símbolo en ella. Inicialmente todas las sub-portadoras están sin modular y el algoritmo selecciona la sub-portadora que requiera menor energía para transmitir un bit por símbolo en ella. Este proceso se va realizando iterativamente hasta que se han asignado todos los bits de la transmisión. En un sistema xDSL en el que el canal varía lentamente en el tiempo, se puede realizar esta asignación inicial mediante este algoritmo, pero en un sistema variante con el tiempo, la complejidad es muy elevada y a medida que el número de bits por símbolo o el número de sub-portadoras se incrementa, la complejidad también lo hace, lo que conlleva que sea inviable su utilización en este tipo de escenarios móviles.

Otras de las referencias obligadas son [Chow et al., 1991] y [Chow et al., 1995], en las que se presenta un algoritmo que selecciona las mejores sub-portadoras para transmitir y en ellas reparte toda la energía disponible. Es también un algoritmo iterativo y se utiliza el concepto de diferencia de SNR (SNR gap en la literatura anglosajona). Esta diferencia de SNR representa cómo de lejos está nuestro sistema para alcanzar la capacidad (debido a la modulación y codificación utilizadas). Primero se eliminan las sub-portadoras que en el rellenado (waterfilling) requieren de energía negativa. Es decir, estas sub-portadoras no se modularán. Así tenemos un número menor de sub-portadoras a rellenar:  $N^*$  (en la tabla 5.1 se muestra la complejidad asociada a este algoritmo), y luego se itera el algoritmo.

Variaciones del algoritmo anterior de *Chow et al.* se proponen en [Leke & Cioffi, 1997] para adaptarlo a un sistema en el que varía el número de sub-portadoras. En [Kim et al., 1998] se propone utilizar una tabla de búsqueda en donde se almacenan las energías y el número de bits por símbolo en función de la relación señal a ruido. La búsqueda la realizan de forma monótona (dado que la función objetivo es convexa, se garantiza la convergencia). En la tabla 5.1 se muestra una comparativa teórica en complejidad para estos algoritmos. Después en [Piazzo, 1999], para reducir la complejidad y mantener el rendimiento, se dividen las posibles asignaciones en dos modos de modulación (utilizando  $J$  bits y  $J - 1$  bits). Por tanto, las sub-portadoras se dividen en tres grupos: las menos atenuadas corresponden al grupo  $J$ , las más atenuadas serán el grupo

cero, y el resto pertenecerán al grupo  $J - 1$ . Inicialmente se asignan todas las sub-portadoras al primer grupo y se itera hasta que queden correctamente colocadas. También en [Kourtis, 1999] se propone otra modificación que minimiza la potencia total transmitida (con lo cual también la interferencia producida) para sistemas DMT. Luego en [Papandreou & Antonakopoulos, 2005] se propone otra modificación en el que primero se realiza la asignación inicial de bits utilizando el SNR gap y luego se itera para obtener la mejor distribución en función de la cantidad de energía que es necesario añadir a cada sub-portadora.

Algoritmo	Exhaustivo	Chow	Kim
Complejidad	$O(N^2)$	$O((N^*)^2/2)$	$O(N)$

Tabla 5.1: Comparativa en complejidad

En los 90, [Rohling & Grünheid, 1996] considera tres posibles repartos de bits utilizando una modulación OFDM-DPSK y TCM (*Trellis Coded Modulation*) [Ungerboeck, 1982], [Schlegel & Costello, 1989]. La primera configuración es utilizar la misma modulación en todas las sub-portadoras. En la segunda, las sub-portadoras de peor calidad se dejan sin modular para evitar incrementar la probabilidad de error, y en la tercera, la modulación en cada sub-portadora es seleccionada basándose en la relación señal a ruido instantánea para que la probabilidad de error no sobrepase un valor dado. El sistema es duplex en el tiempo con acceso al medio por división en el tiempo: TDD-TDMA. La señalización se hace basándose en umbrales almacenados en unas tablas que todos los terminales poseen. Más tarde en [Rohling & Grünheid, 1998], adaptan el sistema anterior para poder controlar la velocidad de transmisión mediante la asignación de más o menos ranuras de tiempo para cada usuario.

En [Vahlin & Holte, 1995] se aplica OFDM adaptativo para la transmisión de televisión digital en presencia de interferencia de la señal analógica. Permite ganar hasta 11 dB con respecto a un sistema OFDM sin modulación adaptativa (de acuerdo con las gráficas presentadas). Como es un sistema de difusión la adaptación no se hace en función de los receptores, sino de la cantidad de interferencia recibida en el emisor.

En [Czylwik, 1996] se presenta un sistema para transmitir a velocidad constante bajo la restricción de obtener una probabilidad de error objetivo utilizando QAM adaptativa, igual que en [Fischer & Huber, 1996] (aplicado al DMT) o más tarde en [Lau & MacLeod, 2001] se

analiza y amplía con la introducción de la modulación TCM, unificando las consideraciones prácticas como el retardo del canal de retorno o posibles errores y la adaptación de la modulación (aplicado al canal radio). Para cada sub-portadora la potencia transmitida es la misma y se utiliza la modulación más densa disponible que cumpla los requisitos de probabilidad de error. La eficiencia del sistema presentado es de entre un 30 y un 40 % con respecto a la capacidad del sistema con probabilidad de error  $10^{-5}$ . Se obtiene una diferencia de 1 dB entre la transmisión de potencia constante y el reparto óptimo. Más tarde en [Czylwik, 1997a] el autor compara un sistema OFDM en el que se utiliza una perfecta asignación de potencia en las sub-portadoras, el sistema OFDM sub-óptimo que propone así como OFDM tradicional (todas las sub-portadoras utilizan la misma modulación) y uno mono-portadora con modulación fija demostrando que, para obtener mejoras en OFDM, es necesario emplear modulación adaptativa. Obtiene que el algoritmo sub-óptimo propuesto se encuentra muy cercano al comportamiento óptimo. Resultados similares se presentan en [Borowski et al., 1997] para el sistema WATM. Por último, en [Czylwik, 1997b] se estudia cómo empeora su sistema en el caso de que existan errores en la estimación de canal o el sincronismo. Para ello propone el uso de unos símbolos piloto para la estimación de canal así como del sincronismo.

Basándose en [Fischer & Huber, 1996], se propone en [Wan et al., 1999] hacer la optimización en dos ejes, primero en el temporal y luego en el de frecuencias, minimizando la probabilidad de error bajo condiciones de potencia y velocidad de transmisión constantes, utilizando TCM en aplicaciones de satélites de órbita baja.

Siguiendo con la modulación TCM, en [Lau, 2002] se presenta la modulación ABICM (*Adaptive Bit Interleaved Coded Modulation*) para canales radio, basada en BICM [Li & Ritcey, 1999]. Se utilizan las condiciones del canal para determinar la modulación y tasa adecuadas. Requiere de un canal de realimentación.

Por otro lado en [O'Neill & Lopes, 1997] se presenta un esquema para la aplicación concreta de la transmisión de voz en una modificación al sistema DECT (*Digital Enhanced Cordless Telecommunications*) [ETSI, 2002], en la que se propone el uso de OFDM para la transmisión. Se presentan esquemas que hacen uso de la información de canal para decidir en qué sub-portadoras se transmite. Aunque la modulación es siempre la misma, los datos se protegen en mayor o menor medida dependiendo del tipo de información de la que se trate. Además, se permite no

modular las sub-portadoras de peor calidad. Es importante resaltar que es una modificación al sistema DECT.

En [Torrance & Hanzo, 1996b] y [Torrance & Hanzo, 1996a] se propone el uso de umbrales para la selección de la modulación adecuada en canales radio que varíen poco en el tiempo (canal tipo peatón). Puesto que el sistema sobre el que lo aplican es TDD no requieren realimentar la información de la modulación necesaria puesto que consideran que el canal es el mismo en el transmisor y en el receptor. Comparan los resultados con los que se obtienen en [Webb & Steele, 1995] y con [Otsuki et al., 1995], obteniendo que su propuesta es más robusta frente a errores de decodificación. Después en [Torrance et al., 1999] se completa el sistema anterior utilizando canceladores de interferencias.

También se utilizan umbrales en [Muneta et al., 1999], que propone decidir la modulación y el código en base a la relación portadora a ruido (CNR - *Carrier to Noise Ratio*) que se obtiene mediante estimación en un sistema WATM.

En [Holte, 1999] se explora la utilización de adaptación de modulación, junto con la modulación TCM y cancelación de eco multiplexando varios bucles digitales de alta velocidad VDSL (*Very high Digital Subscriber Loop*) [ETSI, 2001].

En [Wong et al., 1999c], se presenta una mejora al propuesto por los autores en [Wong et al., 1999b], permitiendo esta vez que los diferentes usuarios puedan optimizar sus sub-portadoras dependiendo de la calidad de éstas. Las bandas asignadas a cada terminal se deciden de forma conjunta en función de las condiciones del enlace para cada usuario. Se considera que la BS conoce perfectamente toda la información de todos los equipos. El objetivo es minimizar la potencia total transmitida, lo que consiguen utilizando los multiplicadores de Lagrange para minimizar la función distribución de energía. Realizan una comparativa entre su sistema y la asignación estática llegando a la conclusión de ganar entre 3 y 5 dB. Además, la diferencia con respecto a la optimización ideal es de menos de 0.6 dB.

En [Su & Geraniotis, 1999] se emplea el control de potencia sobre las sub-portadoras utilizando un código FEC (*Forward Error Correction*) fijo, pero no iguala la probabilidad de error en ellas, sino que permite que sean diferentes siempre que un código corrector de errores

pueda recuperar la información.

En [Goldfeld & Lyandres, 2000] se hace un análisis de la capacidad para sistemas multiportadora sobre un canal Nakagami. Estudia el reparto óptimo de potencia cuando se puede asignar cualquier número de bits por símbolo, no necesariamente entero. Muestra que en un canal Rayleigh la pérdida por emplear igual potencia en todas las sub-portadoras y el reparto óptimo de potencia es despreciable a partir de una relación señal a ruido de 10 dB. Luego en [Goldfeld et al., 2002] se propone un algoritmo quasi - óptimo que minimiza la probabilidad de error utilizando los multiplicadores de Lagrange para resolverla. La idea de utilizar la teoría de Lagrange también se emplea en otras propuestas como por ejemplo [Krongold et al., 2000], que utiliza la bisección de Lagrange junto con una tabla de búsqueda para aproximarse al comportamiento óptimo de un *bit-loading* entero para bucle de abonado.

Otro gran referente que no es posible olvidar a la hora de hablar de Modulación Adaptativa, son los estupendos trabajos del equipo de *Andrea Goldsmith*. Comenzando por [Goldsmith & Chua, 1998] y [Chung & Goldsmith, 2001] en los que se sientan las bases para la utilización de códigos Trellis y en rejilla (*lattice* en la literatura anglosajona) en la modulación adaptativa, por la posibilidad de diseño por separado del código y de la modulación [Forney et al., 1984]. Se asume canal de retorno ideal (sin errores ni retardos). Al finalizar el artículo proponen el uso de codificación turbo para acercarse a la capacidad de Shannon. En [Alouini et al., 1999] proponen un sistema adaptativo para transmitir voz y datos sobre un canal móvil selectivo en frecuencia en el que la señal de voz (de tasa constante) se transmite en la parte *I* (*In-phase*) mediante una señal BPSK mientras que los datos (de tasa variable) lo hacen en la parte *Q* (*Quadrature*) utilizando una señal M-AM (*Amplitude Modulation*) como la mostrada en la figura 5.1 [Simon et al., 1995]<sup>1</sup>. Cuando el canal es favorable, casi toda la energía se transmite en la parte *I*, mientras que el resto de la energía se utiliza en la parte *Q*. Por otra parte en [Liu & Goldsmith, 2002] o [Jindal & Goldsmith, 2003] se propone un algoritmo para maximizar la velocidad de transmisión cuando no se conoce completamente toda la información sobre el canal en el transmisor. Diferente planteamiento se presenta en [Cui & Goldsmith, 2003], donde se pretende minimizar la potencia total transmitida mientras se obtiene una tasa de transmisión dada utilizando modulaciones QAM y FSK (*Frequency Shift Keying*). Demuestran que, la creencia de que para emplear poca energía es mejor transmitir durante mucho tiempo,

---

<sup>1</sup> $T_s$  es el tiempo de símbolo.

es errónea cuando se introduce en el balance de potencia la energía debida a los circuitos electrónicos, ya que ésta depende del producto  $BT_{on}$ , donde  $B$  es el ancho de banda y  $T_{on}$  es el tiempo que están encendidos.

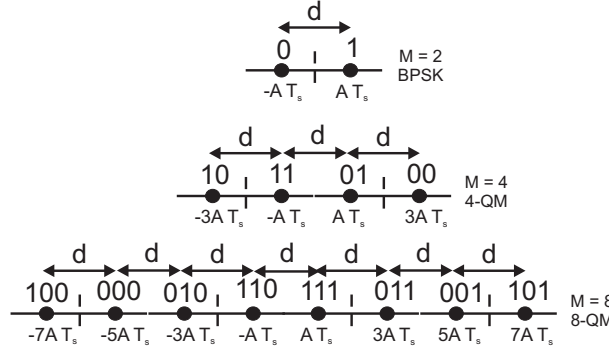


Figura 5.1: *Asignación Gray para modulación M-AM*

Por otra parte en [Toumpis et al., 2004] y [Toumpis & Goldsmith, 2003] se analiza cómo se ve afectada la capacidad de una red inalámbrica ad-hoc de sensores en el que existen  $N_n$  fuentes de datos y  $N_m$  destinos de datos, demostrando que es necesario que el  $N_m$  crezca más rápido que  $N_n^{1/2}$  para que el cuello de botella no haga decrecer mucho la capacidad.

Siguiendo con redes *ad-hoc*, en [Jiménez & Armada, 2004a] se propone y estudia la eficiencia del sistema IST PACWOMAN, mientras que en [Armada, 2001a] se propone un algoritmo descentralizado para realizar el *bit-loading* que se mejora en [Baamrani et al., 2005] reduciendo la complejidad. Todavía no se tiene conocimiento de ningún estándar que utilice adaptación de sub-portadora.

### 5.2.3. Adaptación de Sub-banda (ASB)

Aunque inicialmente se planteara para sistemas de cable, los primeros trabajos que se pueden enmarcar dentro de la modulación adaptativa en sistemas OFDM se aplicaron sobre un sistema radio. Estos trabajos datan de los años 60 [Zimmermann & Kirsch, 1967]. Este prototipo del ejército norteamericano para transmisión en el canal de HF (*High Frequency*), utilizaba una codificación y modulación diferente en grupos de sub-portadoras dependiendo de la calidad del canal. Esta selección, no obstante, no era automática, un operador controlaba una serie de relés para configurar la modulación y codificación de los grupos de sub-portadoras.

Destacar los magníficos trabajos de *Keller* y *Hanzo* en esta temática. Siempre consideran un sistema TDD para que no haya necesidad de realimentar información hacia el transmisor, pues se considera que el canal en un sentido es constante durante el sentido siguiente, como por ejemplo en [Keller & Hanzo, 1999a] en el que, para simplificar, se dividen en grupos o sub-bandas las sub-portadoras y en ellas se utiliza la misma modulación. Por otro lado en [Keller & Hanzo, 1999b], utilizan un sistema de pre-igualación de los símbolos transmitidos con lo que se convierte el canal en AWGN y se reduce el aumento de potencia innecesaria, especialmente en las sub-portadoras afectadas por desvanecimiento profundos en el sistema WATM. En [Wong et al., 1999a] (utilizando umbrales de SNR manteniendo constante la potencia transmitida) o [Cherriman et al., 2002] (minimizando la probabilidad de error total) se presentan sistemas adaptativos basados en OFDM para la aplicación concreta de transmisión de vídeo. También, como en el caso de [O'Neill & Lopes, 1997], se emplea diferente protección dependiendo del tipo de datos del que se trate (hay información en video más sensible que otra a retardos o errores). De igual forma, para ADSL, en [Zheng & Liu, 1999] se plantea el enviar las diferentes capas en las que se divide la información de video, en diferentes sub-portadoras y con diferentes esquemas de modulación. Una comparativa visual con respecto al algoritmo propuesto en [Fischer & Huber, 1996] pone de manifiesto la superioridad de este algoritmo. Por otra parte, en [Keller & Hanzo, 2000a] se propone la utilización de turbo codificación en conjunción con la modulación adaptativa. Estas ideas no son nuevas, puesto que ya en [Matsuoka et al., 1996] o [Goldsmith & Chua, 1998] se propone también su utilización.

Una idea parecida se propone en [Pradhan & Ramchanran, 2002], en la que se utiliza modulación multi-resolución como la comentada en apartados anteriores, pero en este caso, la modulación es en sí la que diferencia la importancia de la información. Es lo que denominan *Embedded Modulation* [Ramchandran et al., 1993]. Como en el caso anterior, hay cierta información que irá bien protegida (información gruesa) y otra que lo irá menos (información de detalle). Brevemente, esta modulación embebida lo que hace es utilizar modulaciones QAM en la que los primeros bits se corresponden con las nubes (y por tanto la información más sensible), y los últimos bits a los satélites (y por tanto información más de detalle). En la figura 5.2 se muestra en qué consisten los satélites y las nubes en las modulaciones multi-resolución. Utilizan la teoría de Lagrange también para optimizar la asignación conjunta de modulación y datos.



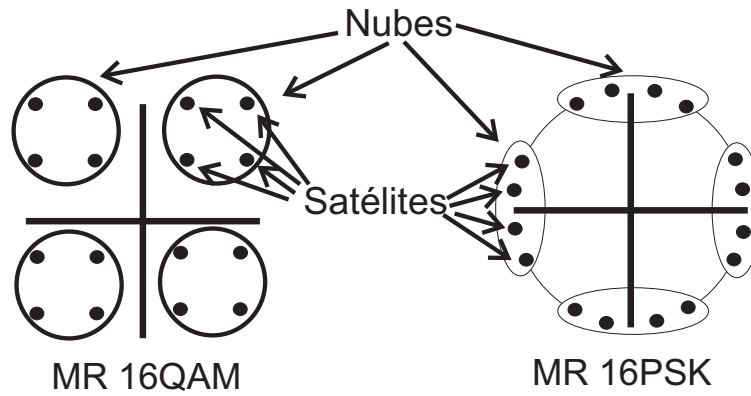


Figura 5.2: *Ejemplo de constelaciones multi-resolución.*

En esta categoría de ASB se pueden englobar sistemas como el estándar IEEE 802.16a [IEEE, 2003a], el IEEE 802.15.3a [IEE, 2003], o los sistemas propuestos para el enlace descendente de redes 4G en [Sternad et al., 2003] o [Dahlman et al., 2005].

### 5.3. Descripción del sistema

A continuación, se describe el sistema adaptativo basado en OFDM que se ha utilizado en esta Tesis, que, no obstante, es suficientemente genérico como para poder incluir la mayoría de los sistemas adaptativos en él. Este esquema con los bloques principales se muestra en la figura 5.3.

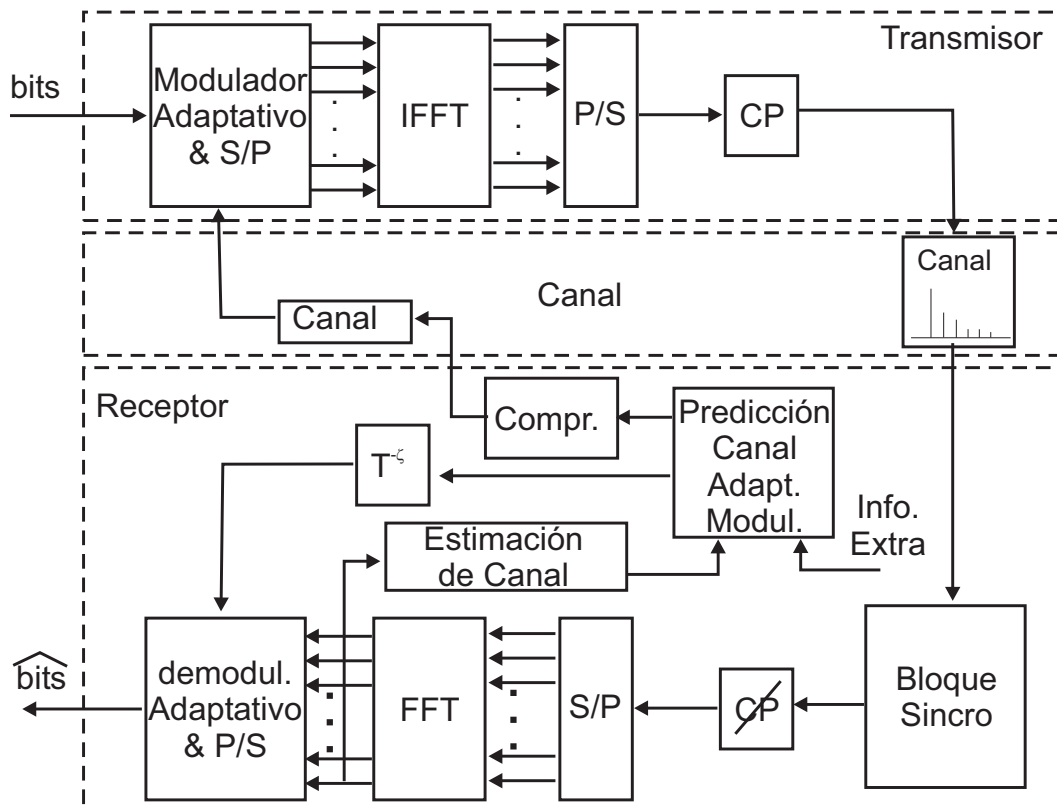


Figura 5.3: *Esquema general de un sistema adaptativo basado en OFDM*

En el transmisor, en primer lugar, la secuencia de bits se introduce en el modulador adaptativo. Este modulador, primero toma la información en serie y la transforma en paralelo, después, utilizando la información proveniente de la realimentación, selecciona la modulación adecuada para cada una de las sub-portadoras, e incluso, si el sistema es OFDMA, selecciona las sub-portadoras en las que van a ir los datos de cada usuario, y los modula como corresponde. Una vez hecho esto, los datos, ya en paralelo y colocados correctamente, se entregan al bloque que realiza la IDFT, y por último se transforman de nuevo en serie y se añade el prefijo cíclico <sup>2</sup>.

<sup>2</sup>Se ha eliminado del esquema el conformador de la cabecera de datos, si hubiera, o el decodificador de la señal de realimentación, por sencillez del esquema.

La señal resultante atraviesa el canal hasta llegar al receptor. Éste, lo primero que hace es utilizar las técnicas comentadas en esta Tesis o las propuestas en la literatura sobre sincronización en OFDM, para decodificar la señal en las mejores condiciones posibles. Los pasos siguientes son los inversos al transmisor. Primero se elimina el CP, y después se transforma al dominio de la frecuencia mediante la DFT. Generalmente la estimación de canal se realiza en el dominio de la frecuencia. Como ya se mencionó, para poder utilizar la modulación adaptativa, es necesario que en el receptor no sólo se estime el canal, sino que además se prediga su comportamiento, al menos en las tramas siguientes, para poder, de esta forma, estimar adecuadamente la mejor modulación y las mejores sub-portadoras para transmitir en la(s) siguiente(s) trama(s). Debido a la naturaleza variante en el tiempo del canal, la estimación que se realiza de éste es válida sólo para un determinado espacio de tiempo (que dependerá de la rapidez con la que varíe el canal). Para aprovechar la potencia de la modulación adaptativa hay que adaptarla al canal que experimentará, y por tanto es necesario predecirlo. Además, dado que esta información debe ser enviada al transmisor y por lo tanto existirá un retardo, la predicción debe tener esto en cuenta. Este bloque, además de la información extraída del canal, también puede utilizar otra información adicional proveniente, por ejemplo, de la estación base (si hubiese), de las tramas anteriores o incluso de las capas superiores al nivel físico (como sucede por ejemplo en el proyecto IST PACWOMAN [Jiménez & Armada, 2004b]). Esta información será la información de realimentación, que deberá ser enviada de alguna forma al emisor para que la tenga en cuenta para su próxima transmisión. Por otra parte, esta información es la que se utilizará para configurar el demodulador adaptativo para la trama en cuestión (de ahí que se retrase  $\zeta$  tramas).

La información de realimentación por su parte, ha de ser transmitida hacia el emisor. La cantidad de información, como se verá en próximos apartados en esta Tesis, puede llegar a ser excesiva, y por tanto es más que conveniente comprimir esta información aprovechando la redundancia que existe en ella debida a la alta correlación tanto en tiempo como en frecuencia. Y finalmente hay que transmitirla, atravesando de nuevo el canal. Esto quiere decir que esta información podrá llegar errónea al transmisor, por eso es necesario además codificarla de forma robusta y eficiente.

Como se ha comentado en el apartado anterior, en los sistemas propuestos en la literatura, es necesario que la información se envíe hacia el transmisor de alguna forma. Aunque también existen trabajos que apuestan por el esquema TDD para evitar el tener que realimentar la

información de canal. Sin embargo, aunque existen definidos estándares TDD como el UMTS-TDD [ETSI, 2003], debido a su complejidad en la implementación, especialmente por los requisitos de sincronización, estos sistemas no están teniendo mucho éxito y no se prevé que lo tengan tampoco en la 4G. Por este motivo, en esta Tesis se va a utilizar un sistema adaptativo genérico basado en realimentar la información hacia el transmisor. En cualquier caso, la figura 5.3 sigue siendo válida en sistemas TDD, simplemente basta colocar el predictor de canal en el transmisor y eliminar el canal de realimentación.

## 5.4. Mejoras introducidas por la Modulación Adaptativa en OFDM

Una vez visto el auge que la modulación adaptativa está teniendo en los últimos tiempos, así como en qué consiste, a continuación se van a analizar las ventajas que tiene el uso de este tipo de técnicas desde un punto de vista práctico, en el que se proporcionarán unos parámetros empíricos para determinar en qué casos es mejor la utilización de técnicas de modulación adaptativa y en cuáles no merece la pena incrementar la complejidad <sup>3</sup> y haciendo adaptación de enlace es suficiente [Aguayo-Torres, 2001], [Jiménez & Armada, 2002] o [Jiménez & Armada, 2004a]. Para ello se va a volver a utilizar el sistema IST PACWOMAN [PACWOMAN, 2001], por varias razones. La primera es que es un sistema cuya flexibilidad nos proporciona la posibilidad de explotar al máximo las posibilidades que la modulación adaptativa ofrece (permite modular de forma independiente cada una de las sub-portadoras). En segundo lugar, es un sistema que permite ambos tipos de transmisiones: Adaptación del enlace y adaptación de sub-portadora, lo que nos permitirá comparar. Y por último, es un sistema que ya se ha estudiado a lo largo de esta Tesis.

Desde el punto de vista práctico, se verá cómo, para terminales de baja velocidad de transmisión, no merece la pena complicar el sistema utilizando modulación adaptativa, mientras que, para equipos de alta velocidad, es más que recomendable su utilización. Además, se proporciona una cota teórica para el uso de adaptación del enlace.

### 5.4.1. Descripción del escenario

Para llevar a cabo el estudio de las mejoras que ofrece la modulación adaptativa, es preciso describir brevemente la parte del sistema IST PACWOMAN que se va a utilizar. Como se veía en la figura 4.24, existen tres canales físicos dentro de la ranura de control. En el capítulo anterior se explicó el canal del líder. Ahora se comentarán los dos canales restantes: *Canal de Búsqueda y Acceso* (PAGCH) y *Canal de Acceso a Recursos* (RACH).

El primero de ellos, PAGCH, es el canal por el que los terminales solicitarán comunicarse con el resto (recuérdese que la ranura de control debe ser escuchada por todos los equipos, y que

---

<sup>3</sup>Recuérdese que la implementación de estas técnicas requiere muchas veces de un enlace de realimentación que, dependiendo del sistema, puede necesitar un gran ancho de banda.

es un escenario *ad hoc*), indicando en él la dirección MAC (*Medium Access Control*) del equipo con el que se quiere comunicar, así como del equipo que solicita la transmisión. Por ese mismo canal se responderá negativa o afirmativamente por parte del terminal llamado. En la figura 5.4 se muestra el intercambio de mensajes del proceso de establecimiento de conexión optimizada. Se ha utilizado éste procedimiento porque es el más completo de todos ellos (los demás son parecidos, simplemente cambian o eliminan algún mensaje).

El segundo de los canales, RACH, es en el que cada uno de los terminales informa al resto de ellos de los recursos que va a utilizar o a liberar. De esta forma (recuérdese que la ranura de control es escuchada por todos los equipos en la red), todos los terminales tienen una imagen general de los recursos libres y en uso en todo momento. Esto es necesario por el hecho de ser una red *ad-hoc*. Todo debe ser distribuido.

Se proponen dos tipos de transmisión en IST PACWOMAN: *Tradicional* y *Optimizada*. En la primera de ellas, el terminal utiliza la misma modulación en todas las sub-portadoras asignadas para su transmisión. Esta modulación se selecciona en función de la calidad media del canal que le corresponde. Es lo que se ha denominado, adaptación del enlace (AE), pues dependiendo de la *calidad* de éste, se determina el uso de una modulación/codificación u otra. Esta adaptación del enlace será tanto mejor cuanto menor sea el ancho de banda efectivo que utilice el terminal, como quedará de manifiesto en los resultados que se mostrarán a continuación. Por el mismo motivo, cuanto mayor sea el ancho de banda efectivo utilizado por un terminal, más burda será la adaptación. Estándares como IEEE 802.11a [IEEE, 2001] o HiperLAN 2 [ETSI, 2000], DAB [DAB, 2001] o DBV-T [DVB, 2004] utilizan este tipo de transmisión, y de ahí el denominarla en el proyecto IST PACWOMAN como *tradicional*.

Por otro lado se define también una transmisión *optimizada*, en la que, en cada recurso o grupo de recursos se utiliza la mejor modulación de todas las posibles dependiendo de la calidad del canal específico para ese recurso en cada momento. Es lo que se ha denominado en la Tesis, adaptación de sub-portadora. Se han diseñado los protocolos para ambas transmisiones. En la figura 5.4 se muestra el proceso de comunicación satisfactoria (no rechazada) <sup>4</sup> entre dos terminales, por ser ésta la más completa de todas. Las líneas continuas representan transmisiones

---

<sup>4</sup>El terminal llamado podría rechazar la comunicación por diversos motivos como políticas de transmisión, saturación del terminal, etc ...

en sub-portadoras de datos, mientras que las discontinuas en el canal PAGCH y las punteadas hacen uso del RACH.

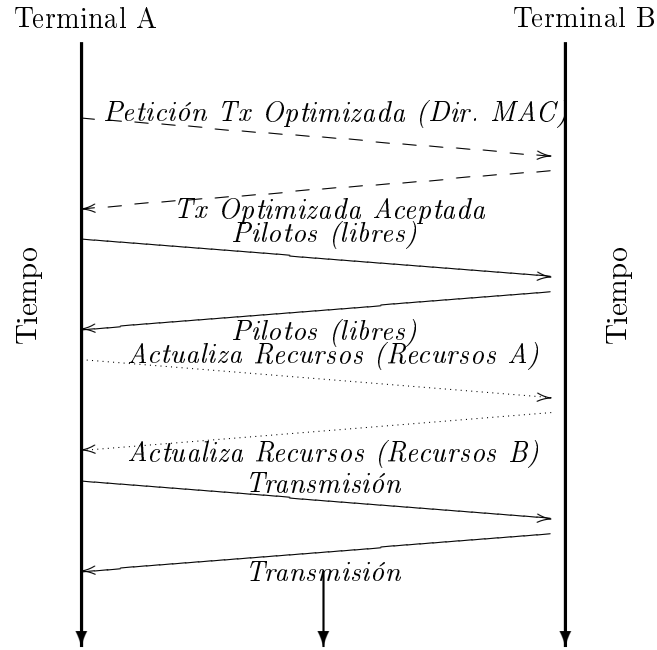


Figura 5.4: *Protocolo de transmisión Optimizada. Líneas discontinuas representan el canal PAGCH, líneas punteadas canal RACH y líneas continuas transmisión en canal de datos*

#### 5.4.2. Cota analítica de transmisión tradicional

Antes de entrar en detalle con la transmisión optimizada, se muestra a continuación una cota analítica para analizar el comportamiento de una transmisión tradicional en OFDM [Jiménez & Armada, 2004a], es decir, cuando en todos los recursos se utiliza la misma modulación. Esta cota es interesante dado que nos permitirá utilizarla como primera aproximación a la hora de diseñar los umbrales de decisión para el uso o no de la modulación adaptativa fina.

En este escenario, el número medio de bits transmitidos correctamente por símbolo OFDM, lo que se conoce como caudal (*Throughput* medio en la literatura anglosajona), puede ser acotado mediante la siguiente expresión:

$$\overline{B} \leq N_k \times \sum_{q=1}^{N_T} q \times P_q \times \left( (1 - BER_q)^{(N_k \times q)} \right) \quad (5.1)$$

en donde  $N_T$  es el máximo número de bits por símbolo permitido en la modulación QAM del sistema (en el caso por ejemplo del proyecto PACWOMAN este valor es  $N_T = 6$ )<sup>5</sup>,  $N_k$  es el número de sub-portadoras utilizadas,  $P_q$  es la probabilidad de que el canal sea capaz de transmitir  $q$  bits por símbolo con una probabilidad de error dada, y  $BER_q$  es la probabilidad de error media para una modulación  $2^q - QAM$  en un canal Rayleigh. Los errores producen una pérdida en el caudal (*throughput*) y por tanto es necesario tenerlos en cuenta a la hora de realizar el cálculo de la cota.

En [Kim et al., 1995] la probabilidad media de error de la modulación QAM en un canal Rayleigh se aproxima mediante la fórmula:

$$BER_q = \frac{1}{q} \frac{\alpha_1}{2^q} \left\{ \left( \alpha_1 + 2 \left( 1 - \sqrt{\frac{\alpha_2 \bar{\gamma}_b}{1 + \alpha_2 \bar{\gamma}_b}} \right) - \alpha_1 \cdot I \right) \right\} \quad (5.2)$$

donde

$$\begin{cases} \alpha_1 = \sqrt{2^q} - 1 \\ \alpha_2 = \frac{3q}{2(2^q - 1)} \\ \bar{\gamma}_b = \frac{\bar{E}_b}{N_0} \end{cases} \quad (5.3)$$

e  $I$  se define como:

$$I = \frac{2}{\pi} \frac{\ln \left( \frac{1 + \sqrt{-\frac{\alpha_2 \bar{\gamma}_b}{1 + \alpha_2 \bar{\gamma}_b}}}{1 - \sqrt{-\frac{\alpha_2 \bar{\gamma}_b}{1 + \alpha_2 \bar{\gamma}_b}}} \right)}{\left( 1 + \frac{1}{\alpha_2 \bar{\gamma}_b} \right) \sqrt{-\frac{\alpha_2 \bar{\gamma}_b}{1 + \alpha_2 \bar{\gamma}_b}}} \quad (5.4)$$

La probabilidad de que el canal permita transmitir  $q$  bits por símbolo puede ser estimada dividiendo el canal en regiones por medio de umbrales de la siguiente forma:

$$P_q = P(|H|^2 < th_{q+1}) - P(|H|^2 < th_q) \quad (5.5)$$

donde  $th_q$  es un umbral que se calcula utilizando la relación señal a ruido en la aproximación del SNR gap [Gallager, 1968] para modulaciones  $2^q$ -QAM:

---

<sup>5</sup>Es decir, se permiten modulaciones: BPSK, 4QAM, 8QAM, 16QAM, 32QAM y 64QAM.



$$th_q = \frac{(2^q - 1)\Gamma\sigma^2}{E} \quad (5.6)$$

y  $\sigma^2$  es la varianza del ruido aditivo blanco y Gaussiano (AWGN),  $E$  es la energía y  $\Gamma$  es el SNR gap que tiene en cuenta la pérdida con respecto a la capacidad debida al hecho de utilizar una modulación concreta, en este caso  $2^q$ -QAM:

$$\Gamma = \frac{1}{3} \left[ Q^{-1} \left( \frac{SER}{4} \right) \right]^2 \quad (5.7)$$

donde la probabilidad de Error de Símbolo (*SER* - *Symbol Error Rate*) es la probabilidad de error que se fija como objetivo. Utilizando (5.6), (5.7) y el conocimiento de que el canal es Rayleigh, es decir  $P(|H|^2)$  es conocido, se calcula (5.5), y por tanto (5.1).

La ecuación (5.1) es una aproximación porque se hacen dos simplificaciones: una primera en el cálculo de la probabilidad de error media en [Kim et al., 1995], y otra al suponer que el tamaño de los paquetes es igual al tamaño de símbolo OFDM.

### 5.4.3. Resultados de simulación

Una vez se ha descrito el escenario de aplicación, para evaluar cuándo es conveniente utilizar modulación adaptativa y cuándo no, se presentan aquí los resultados de simulaciones realizadas para dos tipos de canales radio para redes inalámbricas: HiperLAN 2 A y B [ETSI-BRAN, 1998], entorno de oficina y entorno abierto de oficina (sala de conferencias) respectivamente, ambos sin línea de visión directa.

Para poder comparar ambas estrategias, en ambos canales se ha utilizado tanto la transmisión optimizada como la tradicional. Asimismo se ha dibujado la cota teórica junto con los resultados anteriores para verificar la validez de ésta.

Se ha utilizado el método de Monte Carlo para realizar las simulaciones. Los parámetros que se han empleado son 10 usuarios activos simultáneamente en el sistema, cada uno de los cuales transmite durante 20 tramas seguidas utilizando dos intervalos o ranuras (de los 15 que existen por trama para datos). El número de sub-portadoras es el parámetro que se ha ido variando. Los resultados presentados corresponden a una relación señal a ruido de 20 dB. Indicar también que, tanto en la transmisión tradicional como en la optimizada, no se ha utilizado codificación.

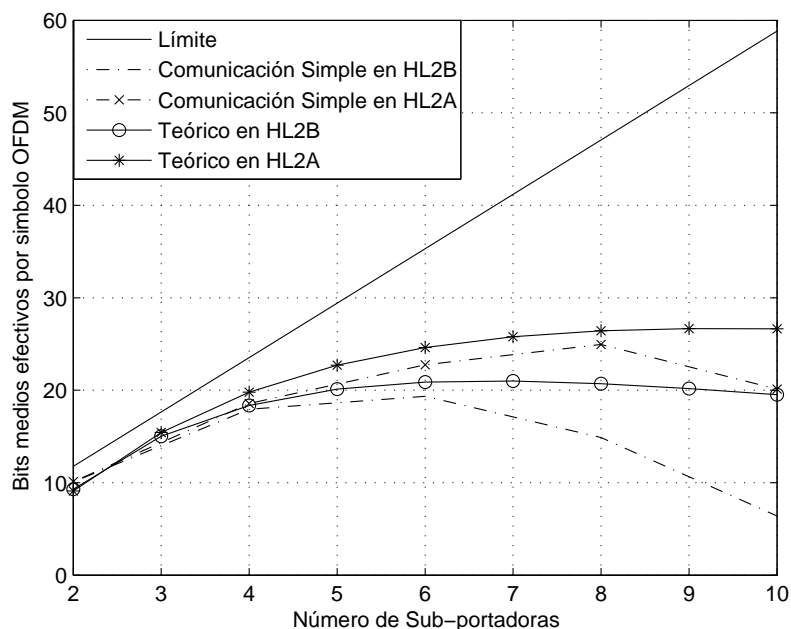


Figura 5.5: *Comparativa de la cota teórica con las simulaciones para canales HiperLAN 2 A y B utilizando modulación tradicional*

En primer lugar, se muestra en la figura 5.5 el número medio de bits por símbolo OFDM transmitidos correctamente cuando se utiliza la transmisión tradicional (igual modulación en todas las sub-portadoras) <sup>6</sup>, para los dos escenarios comentados, oficina (canal HiperLAN 2 A) y sala de conferencias (HiperLAN 2 B). La media se ha realizado utilizando el número de bits por símbolo OFDM transmitidos correctamente en cada una de las simulaciones, y además promediando sobre los 10 usuarios que había activos en el sistema. Además, se ha representado también el límite teórico para canales Rayleigh [Günther, 1996], así como las cotas teóricas para ambos canales. Como se puede apreciar, las cotas teóricas se ajustan a las simulaciones para valores bajos de número de sub-portadoras, aunque ofrecen unos valores mucho más optimistas que los obtenidos en las simulaciones a medida que aumenta el número de éstas. Esto es debido a las dos aproximaciones que se emplean, sobre todo el suponer que los paquetes son de igual tamaño a un símbolo OFDM, cosa que en la realidad no sucede. También se puede apreciar que la caída es menos brusca que en las simulaciones, sin duda también debido a las simplificaciones

<sup>6</sup>Se utiliza la media de las sub-portadoras asignadas a ese terminal para determinar la modulación a utilizar. Otra estrategia es utilizar la menor de ellas para asegurar que todas las sub-portadoras pueden transmitir con la probabilidad de error seleccionada.

hechas. En cualquier caso se pueden utilizar como cotas superiores.

Otro hecho interesante y claro en la figura 5.5, es que, a partir de un número determinado de sub-portadoras, la tasa de transmisión comienza a descender. La explicación de este fenómeno no es otra que el hecho que se comentaba en la introducción del capítulo, la adaptación del enlace es mejor que no hacer nada, pero sigue siendo una mejora pobre en términos de rendimiento global del sistema. Cuando el número de sub-portadoras es pequeño, la media de ellas, utilizada para decidir la modulación a emplear, estará muy cercana a la real, y por tanto, las sub-portadoras podrán transmitir correctamente cada símbolo. Además, recuérdese que se escogen las mejores sub-portadoras disponibles, para cada usuario. Si este número es pequeño, es probable que todas sean buenas, y además es verosímil que se encuentren contiguas. Sin embargo, a medida que el número de sub-portadoras se incrementa, la probabilidad de que existan grandes diferencias entre las sub-portadoras asignadas aumenta, y el número de éstas que estarán por debajo de la media calculada también aumentará (existirá mayor dispersión). Además, también es verosímil que las sub-portadoras ya no se encuentren contiguas o incluso si lo son, el ancho de banda de coherencia del canal sea menor que el ancho de banda de las sub-portadoras y las diferencias entre ellas sean elevadas. Como bien se sabe, la probabilidad de error la fijan las sub-portadoras en las que exista peor relación señal a ruido. Si además, en ellas utilizamos una modulación de orden superior al que es capaz de transmitir sin errores, la probabilidad de error se incrementará. Y esto es precisamente lo que sucede, la probabilidad de error va aumentando y por lo tanto, la tasa efectiva de transmisión (aunque cada vez se utilizan más sub-portadoras), decrece. Este número de sub-portadoras para el cual comienza este descenso varía en función del canal. Para canales más selectivos en frecuencia como es el HiperLAN 2 B, como es lógico, es menor, en torno a 5 ó 6, mientras que para canales menos selectivos, HiperLAN 2 A, este número está cercano a 8.

En la figura 5.6 se muestran los resultados obtenidos al utilizar la transmisión optimizada. En ella se pueden apreciar varios aspectos. La primera es que las prestaciones para ambos canales son similares. La segunda es que no existe un número de sub-portadoras a partir del cual la tasa efectiva comience a decrecer. Y la tercera es que se aproxima a la cota teórica en canales Rayleigh [Günther, 1996]. La diferencia existente entre ambos resultados (el límite para canales Rayleigh y la de ambos canales) es debido a que se utiliza un tipo de modulación concreta  $2^q$ -QAM sin codificación de ningún tipo. De ahí el SNR gap mencionado anteriormente.

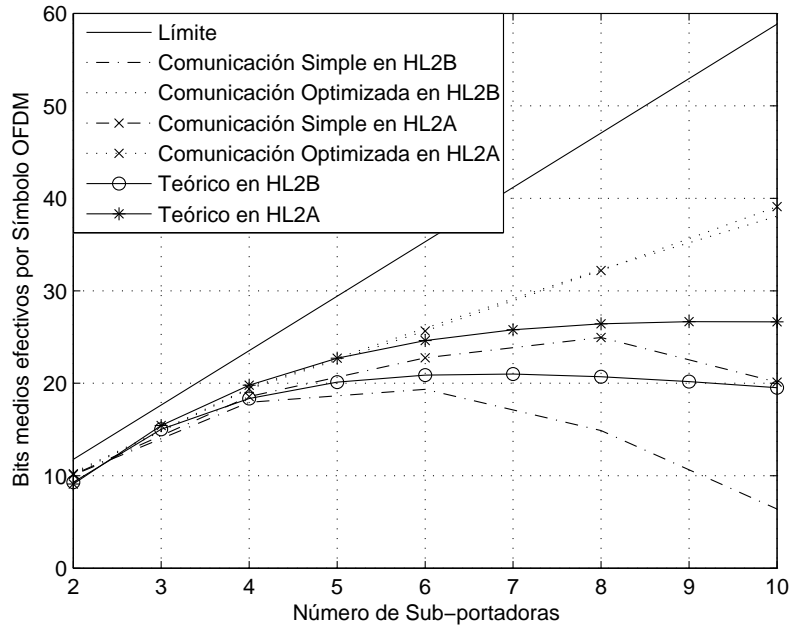


Figura 5.6: *Comparativa entre transmisión tradicional y optimizada en canales HiperLAN 2 A y B*

Además en la figura 5.6 se puede comprobar cómo, para un número de sub-portadoras pequeño, las prestaciones de utilizar comunicación tradicional u optimizada no son significativas, mientras que a partir de un número de 4 ó 5, las diferencias son cada vez mayores. Estos valores pueden ser utilizados empíricamente para decidir cuándo es interesante el uso de modulación adaptativa y cuándo no. Por ejemplo, de estos resultados se desprende que, para terminales de baja tasa de transmisión (los que utilicen pocas sub-portadoras), no merece la pena complicar el sistema para permitir el uso de técnicas como la adaptación de sub-portadoras, mientras que para terminales de alta tasa, es más que recomendable su utilización.

Por otro lado, las figuras 5.5 y 5.6 se realizaron utilizando la estimación de canal ideal en ambos extremos de la comunicación. Dado que en los sistemas reales se desconoce el canal y por tanto es necesario estimarlo, a continuación se presentan otras simulaciones en las que se ha empleado un algoritmo de estimación de canal simple [Edfords et al., 1996b], primero en recepción (el transmisor disponía de los coeficientes del canal de forma perfecta), y luego en ambos extremos, tanto transmisor como receptor realizaban la estimación de canal utilizando los pilotos que se enviaban durante el proceso de establecimiento de la comunicación. En las figuras 5.7 y 5.8 se muestran estos resultados para canales HiperLAN 2 A e HiperLAN 2 B

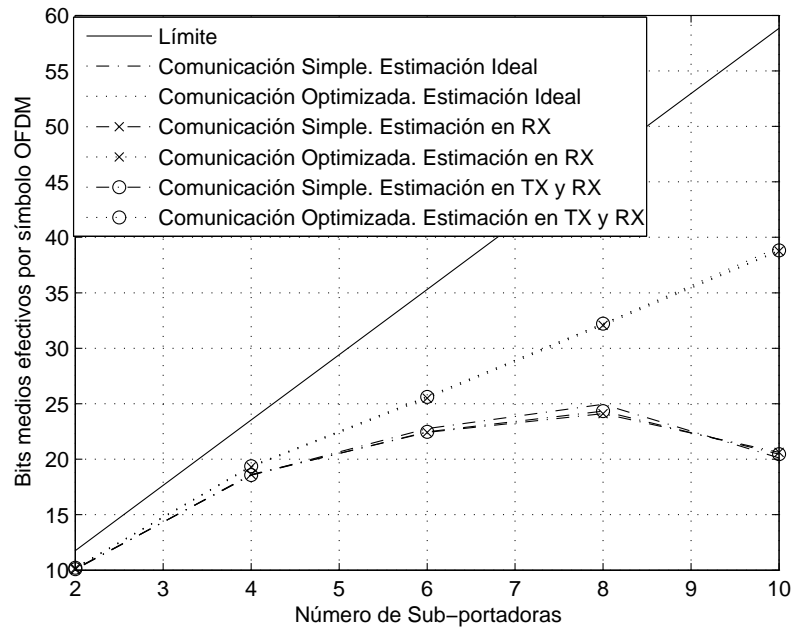


Figura 5.7: *Efecto de utilizar la estimación de canal en lugar de la ideal en el transmisor y en el receptor. Canal HiperLAN 2 A*

respectivamente.

Como se puede ver en ambas figuras, debido principalmente a que la relación señal a ruido es elevada, 20 dB, y que se dispone de 3 símbolos piloto para realizar la estimación de canal<sup>7</sup>, ésta es suficientemente buena y no afecta mucho a las prestaciones globales. Las diferencias son mínimas. No obstante, la estimación de canal y los errores en la estimación van a ser importantes para la utilización de la modulación adaptativa, como se mostrará a continuación en el apartado 5.5. Esta estimación de canal deberá ser suficientemente buena para que no se degraden demasiado las prestaciones globales del sistema.

Es importante añadir, que las simulaciones realizadas incluían el uso de los protocolos de establecimiento de la comunicación descritos anteriormente, junto con el protocolo de acceso a la ranura de control. Por lo tanto, los valores presentados en las gráficas tienen en cuenta estos

<sup>7</sup>Los dos símbolos piloto de la cabecera y la transmisión de pilotos en cada una de las sub-portadoras durante el proceso de establecimiento de la transmisión. Recuérdese que se trata de un sistema TDD, y por tanto, se asume que el canal descendente y el ascendente son similares, y además no es necesario re-enviar esta información hacia el transmisor con el consiguiente ahorro en información y la eliminación de posibles errores en este re-envío.

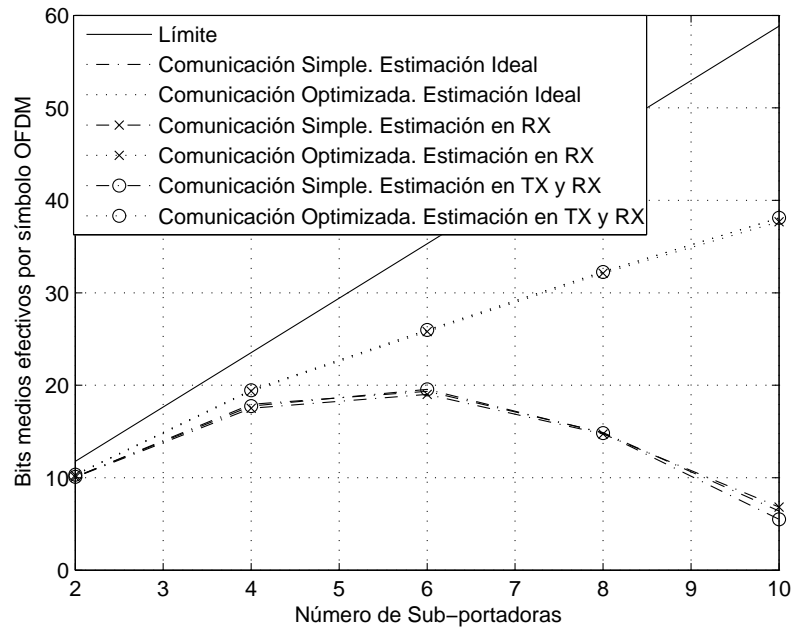


Figura 5.8: *Efecto de utilizar la estimación de canal en lugar de la ideal en el transmisor y en el receptor. Canal HiperLAN 2 B*

detalles de implementación. No obstante, la cota obtenida es útil, como se ha dicho, para el diseño de los umbrales.

## 5.5. Efecto de los errores cometidos en la estimación de canal sobre la capacidad

La modulación adaptativa requiere de un conocimiento preciso de la información de canal para poder tomar las decisiones óptimas y cargar las diferentes sub-portadoras de forma adecuada. En la literatura existen múltiples referencias demostrando que la modulación adaptativa es interesante y ofrece importantes ventajas [Li & Goldsmith, 2001b], [Li & Goldsmith, 2001a] o [Mallik et al., 2004] entre otros, además del estudio que se ofrece en el apartado anterior de esta Tesis. No obstante, no siempre se puede disponer de la información de canal o ésta suele tener errores debido al hecho de que tiene que ser estimada y re-enviada al transmisor.

A continuación se muestra un análisis teórico sobre el efecto que tienen los errores en la estimación de canal sobre las prestaciones del sistema. Otros estudios se muestran en [Goldsmith & Chua, 1997] para sistemas mono-portadora o en [Leke & Cioffi, 1998] para sistemas DMT en canales AWGN.

### 5.5.1. Modelo de sistema

Asumiendo que el sistema OFDM ha sido correctamente diseñado, con una duración del prefijo cíclico suficientemente larga para evitar la pérdida de ortogonalidad de las sub-portadoras por efecto del multi-trayecto, la señal recibida en la sub-portadora  $k$  es <sup>8</sup>:

$$Y_k = H_k X_k + W_k, \quad k \in \mathcal{N} \quad (5.8)$$

donde  $\mathcal{N}$  es el sub-conjunto de sub-portadoras moduladas,  $X_k$  es la información transmitida en la sub-portadora  $k$ ,  $H_k$  es la respuesta en frecuencia del canal en esa sub-portadora  $k$ , y  $W_k$  el ruido aditivo blanco y Gaussiano (AWGN).

Para calcular la capacidad en canales selectivos en frecuencia, se puede utilizar la siguiente generalización de la fórmula de Shannon para canales Gaussianos  $C = \sum_{k \in \mathcal{N}} \log_2 (1 + SNR_k)$ :

$$C = \sum_{k \in \mathcal{N}} \log_2 (1 + \gamma_k |H_k|^2) \quad (5.9)$$

---

<sup>8</sup>Como ya se viera en el capítulo 3, en la ecuación (3.37).

en donde,  $\gamma_k$  es la relación señal a ruido en el sub-canal  $k$  si éste fuera plano. Esta expresión proporciona el valor de la capacidad de un canal AWGN selectivo en frecuencia y se obtiene cuando el espectro de la señal viene dado por la distribución conocida como *waterfilling* [Cover & Thomas, 1991]. Es preciso volver a hacer uso del concepto de SNR gap introducido en el apartado anterior para poder relacionar la máxima tasa que se puede obtener en un sistema para una modulación dada y una codificación concreta. No obstante, el uso de la ecuación (5.9) puede ser simplificado utilizando energía constante en cada sub-canal (en aquellos en que no es nula). En [Chow, 1993] se demuestra que para SNRs altas la degradación del sistema utilizando energía constante es prácticamente nula, mientras que para SNRs bajas, esta pérdida es muy pequeña. Gracias a este resultado, se puede aproximar el cálculo de la capacidad anterior de forma bastante precisa suponiendo potencia constante en cada sub-canal. Es decir,  $\gamma_k = \bar{\gamma} \forall k$ .

Por tanto, en esta Tesis se aproximará la capacidad del sistema como:

$$c \approx \sum_{k \in \mathcal{N}} \log_2 (1 + \bar{\gamma} |H_k|^2) \quad (5.10)$$

Sin embargo, en los sistemas reales, sólo se dispone de estimaciones,  $\hat{H}_k$ ,  $k \in \mathcal{N}$ . A continuación nuestro objetivo es analizar el impacto que tienen los errores en la estimación de canal en el valor de la capacidad. En anteriores análisis simplemente se sustituían las  $H_k$  por sus estimas,  $\hat{H}_k$  [Cheon & Hong, 2002a]:

$$\hat{c} = \sum_{k \in \mathcal{N}} \log_2 (1 + \bar{\gamma} |\hat{H}_k|^2) \quad (5.11)$$

y se estudiaba la distribución de  $\hat{c} - c$ . En este planteamiento, dependiendo de la estimación de canal, la capacidad puede ser sobre-estimada o infra-estimada. En esta Tesis se presenta una nueva forma de plantear el problema. La motivación principal es que los errores de estimación de canal son siempre negativos para el cálculo de la capacidad, en ningún caso pueden beneficiarla (entendiéndose por beneficiar que ésta sea mayor). Y no pueden beneficiarla porque la capacidad de canal es independiente de la implementación del sistema utilizado, y es la máxima tasa que se puede transmitir libre de errores (o con una probabilidad de error arbitrariamente baja). Por supuesto, esta capacidad se alcanzará cuándo tanto el transmisor como el receptor disponen de toda la información de forma ideal, sin ningún tipo de error. Cualquier pequeña variación con respecto a esto (errores), influirá siempre de forma negativa en el cálculo de la capacidad. Por este motivo, en esta Tesis se presentan los errores de estimación como una fuente de ruido extra que



hace decrecer la relación señal a ruido. Así nunca la estimación de la capacidad será superior a aquella en condiciones ideales, como podría ocurrir en anteriores análisis [Cheon & Hong, 2002b]. De hecho, lo que se plantea en esta Tesis es el cálculo de la capacidad del sistema equivalente cuando existen errores en la estimación de canal y que se mostrará a continuación, (ecuación (5.12)).

### 5.5.2. La capacidad en presencia de errores en la estimación de canal

Sea  $\eta_k$  el error en la estimación de canal:  $\hat{H}_k = H_k + \eta_k$ . En ese caso, se puede re-escribir la ecuación (5.8) de la señal recibida como:

$$Y_k = (\hat{H}_k - \eta_k)X_k + W_k = \hat{H}_k X_k + \epsilon_k \quad (5.12)$$

donde  $\epsilon_k = W_k - \eta_k X_k$ . Si la detección se hace utilizando la estimación del canal  $\hat{H}_k$ , entonces es razonable aproximar el sistema de comunicaciones por uno equivalente en el que el canal es  $\hat{H}_k$  y es conocido de forma ideal, pero en su lugar un nuevo ruido  $\epsilon_k$  se añade a la señal recibida.

Sin embargo, antes de aplicar la fórmula de Shannon a este sistema equivalente es necesario verificar:

1.  $\epsilon_k$  es Gaussiano.
2.  $X_k$  y  $\epsilon_k$  están incorrelacionados.

Basándonos en la teoría de la información,  $X_k$  tiene que ser Gaussiano si se quiere alcanzar la capacidad [Cover & Thomas, 1991]. Sin embargo, la condición 2 no se satisface de forma estricta, aunque para valores pequeños de  $\eta_k$ , la correlación entre  $X_k$  y  $\epsilon_k$ , es decir,  $\sigma_X^2 \eta_k$ , es muy pequeña. A partir de ahora se considerarán 1 y 2 válidas.

En la ecuación (5.12) la SNR efectiva viene dada por

$$\frac{|\hat{H}_k|^2 E\{|X_k|^2\}}{E\{|\epsilon_k|^2\}} = \frac{|H + \eta|^2}{|\eta|^2 + 1/\bar{\gamma}} \quad (5.13)$$

### 5.5.3. Capacidad media en presencia de errores

Una vez descrito brevemente el modelo de sistema, se puede abordar el cálculo de la capacidad media. El caso en que se conozca el canal de forma ideal para el caso Rayleigh se resuelve en

[Günther, 1996], sin embargo, siempre existen errores en la estimación que hacen que la capacidad del sistema se vea mermada. Esta degradación ha sido mostrada por diferentes autores por medio de simulaciones [Aguayo-Torres et al., 1999], [Su & Schwartz, 2001], [Su et al., 2002], [Cheon & Hong, 2002b] o [Takaoka et al., 2005]. En esta Tesis se obtiene una expresión analítica para una cota que aproxima de forma muy exacta el comportamiento real para el caso en que existan errores en la estimación de canal.

Utilizando la ecuación (5.10), la capacidad media (*Ergodic Capacity* en la literatura anglosajona) será:

$$\hat{C}_e = E\{C\} = E\left\{\sum_{k \in \mathcal{N}} \log_2(1 + H_k \gamma_k)\right\} \quad (5.14)$$

En el caso amplio de canal estacionario (WSS *Wide Sense Stationary*) [Bello, 1969], [Bello, 1988], el sumatorio (la integral en el caso límite) puede ser intercambiado por la esperanza ya que la SNR media es independiente en cada sub-canal. Para mayor claridad en las ecuaciones restantes se ha eliminado el sub-índice  $k$  (y por tanto también el sumatorio). Tradicionalmente se planteaba el cálculo de la capacidad en presencia de errores de la siguiente forma:

$$\bar{c} = E\left\{\log_2\left(1 + \frac{|\hat{H}|^2}{1/\bar{\gamma}}\right)\right\} = E_{\eta}\left\{E_H\left\{\log_2\left(1 + \frac{|H + \eta|^2}{1/\bar{\gamma}}\right)\right\}\right\} \quad (5.15)$$

donde  $\bar{\gamma}$  es la SNR media,  $E_{\eta}\{\cdot\}$  y  $E_H\{\cdot\}$  representan la esperanza con respecto a los errores de estimación y de canal, respectivamente. Y después sobre este planteamiento se realizaban simplificaciones como en [Cheon & Hong, 2002b]. No obstante, como ya se comentó, de esta forma la capacidad media siempre será mayor que la capacidad media sin errores, es decir, se sobre-estimaré la capacidad media, lo que no tiene sentido. Los errores en la estimación siempre degradarán las prestaciones. Por este motivo, para tener en cuenta el problema de los errores en la estimación de canal, en esta Tesis se utiliza la SNR efectiva y se considera como una nueva fuente de ruido los errores en la estimación de canal. De esta forma, de la ecuación (5.8), la SNR efectiva será:

$$\gamma = \frac{|\hat{H}|^2}{|\eta|^2 + \bar{\gamma}} = \frac{|H + \eta|^2}{|\eta|^2 + 1/\bar{\gamma}} \quad (5.16)$$

donde  $\bar{\gamma}$  es la SNR media. Como se puede apreciar en esta ecuación, los errores en la estimación de canal repercutirán disminuyendo la relación señal a ruido efectiva, y por tanto, disminuyendo

la capacidad, lo que tiene sentido. De este modo, tomando las ecuaciones (5.16) y (5.14) el problema se convierte en calcular:

$$\hat{C}_e = E \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{|H + \eta|^2}{|\eta|^2 + 1/\bar{\gamma}} \right) \right\} = E_\rho \{ E_\varphi \{ E_r \{ E_\phi \{ \log_2 (1 + g(\rho, r, \varphi, \phi)) \} \} \} \} \quad (5.17)$$

donde  $g(\rho, r, \varphi, \phi) = \frac{r^2 + \rho^2 + 2h\rho \cos(\phi - \varphi)}{\rho^2 + 1/\bar{\gamma}}$ ,  $r$  y  $\rho$  son variables de distribución Rayleigh y  $\phi$  and  $\varphi$  son variables uniformes  $[0, 2\pi]$ . La ecuación integral (5.17) no se puede resolver analíticamente, sin embargo utilizando la desigualdad de Jensen, se pueden definir cotas superiores. En los resultados obtenidos, se comprobará por medio de simulaciones cómo la primera cota (ec. 5.20) aproxima de forma muy buena la ecuación (5.17). Utilizando la desigualdad de Jensen <sup>9</sup> tenemos:

$$E \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{|H + \eta|^2}{|\eta|^2 + 1/\bar{\gamma}} \right) \right\} \quad (5.18)$$

$$= E_\rho \{ E_r \{ E_\varphi \{ E_\phi \{ \log_2 (1 + g(\rho, r, \varphi, \phi)) \} \} \} \} \quad (5.19)$$

$$< E_\rho \{ E_r \{ \log_2 (1 + E_\varphi \{ E_\phi \{ g(\rho, r, \varphi, \phi) \} \} \} \} \} \quad (5.20)$$

$$< E_\rho \{ \log_2 (1 + E_r \{ E_\varphi \{ E_\phi \{ g(\rho, r, \varphi, \phi) \} \} \} \} \} \quad (5.21)$$

$$< \log_2 (1 + E_\rho \{ E_\varphi \{ E_r \{ E_\phi \{ g(\rho, r, \varphi, \phi) \} \} \} \} \} \quad (5.22)$$

Ir introduciendo cada vez más esperanzas dentro de la función logaritmo hace cada vez más simple el problema pero también menos exacto, como se comprobará en las simulaciones realizadas. En esta Tesis se obtienen expresiones analíticas para (5.20) y para (5.21) [Jiménez et al., 2005b], mientras que en [Cheon & Hong, 2002b] se obtiene para (5.22).

La expresión analítica para (5.20) es:

$$\begin{aligned} \hat{C}_e = E\{\hat{C}\} &\approx E_\rho \{ E_\varphi \{ E_r \{ \log_2 (1 + E_\phi \{ g(\rho, r, \varphi, \phi) \} \} \} \} \} \\ &= \frac{1}{st} \iint_0^\infty \log_2 \left( 1 + \frac{r + \eta}{\eta + 1/\bar{\gamma}} \right) \exp \left( -\frac{rs + \eta t}{st} \right) dh d\eta = \end{aligned}$$

donde  $r$  y  $\eta$  son variables aleatorias  $\chi^2$ .

<sup>9</sup>Dado que  $\int_0^\infty \cos(\phi - \varphi) = 0$  se pueden introducir ambas fases dentro de la esperanza.

$$= \frac{1}{\ln 2} \begin{cases} \frac{2\sigma_\eta^2}{2\sigma_\eta^2 - \sigma_r^2} \exp\left(\frac{1}{2q}\right) Ei\left(1, \frac{1}{2q}\right) - \exp\left(\frac{1}{q}\right) Ei\left(1, \frac{1}{q}\right) - \\ \frac{\sigma_r^2}{2\sigma_\eta^2 - \sigma_r^2} \exp\left(\frac{1}{p}\right) Ei\left(1, \frac{1}{p}\right) & , \sigma_r^2 \neq 2\sigma_\eta^2 \\ 1 - \exp\left(\frac{1}{q}\right) Ei\left(1, \frac{1}{q}\right) + \frac{2q-1}{2q} \exp\left(\frac{1}{2q}\right) Ei\left(1, \frac{1}{2q}\right) & , 2\sigma_r^2 = 2\sigma_\eta^2 \end{cases} \quad (5.23)$$

con  $p = \sigma_r^2 \bar{\gamma}$  y  $q = \sigma_\eta^2 \bar{\gamma}$ . Ei representa la exponencial integral definida como:

$$Ei(1, x) = \int_1^\infty \frac{\exp(-xt)}{t} dt = \Gamma(0, x) \quad (5.24)$$

Se puede comprobar fácilmente que cuando no existen errores en la estimación de canal, esto es  $\sigma_\eta^2 = 0$ , la ecuación anterior (5.23) se corresponde con la capacidad para canales Rayleigh [Günther, 1996]:

$$C_{Rayleigh} = \frac{1}{\ln 2} \exp\left(\frac{1}{\sigma_r^2 \bar{\gamma}}\right) Ei\left(1, \frac{1}{\sigma_r^2 \bar{\gamma}}\right) \quad (5.25)$$

ya que

$$\lim_{q \rightarrow 0} \exp\left(\frac{1}{2q}\right) Ei\left(1, \frac{1}{2q}\right) = 0 \quad (5.26)$$

Por otra parte, la expresión analítica para la ecuación (5.21) es:

$$E_\rho \{ E_\varphi \{ \log_2 (1 + E_r \{ E_\phi \{ g(\rho, r, \varphi, \phi) \} \} \} \} \} = \frac{1}{\ln 2} \left\{ \ln(\varsigma + 1) + \exp\left(\frac{\varsigma + 1}{2\varrho\sigma_r^2}\right) Ei\left(1, \frac{\varsigma + 1}{2\varrho\sigma_r^2}\right) \right\} \quad (5.27)$$

en donde

$$\begin{cases} \varrho = \frac{1}{2\sigma_\eta^2} \exp\left(\frac{1}{g}\right) Ei\left(1, \frac{1}{g}\right) \\ \varsigma = 1 - \frac{1}{g} \exp\left(\frac{1}{g}\right) Ei\left(1, \frac{1}{g}\right) \\ g = \sigma_\eta^2 \bar{\gamma} \end{cases}$$

La obtención de ambas ecuaciones, (5.23) y (5.27) se muestra en el anexo A de esta Tesis.

#### 5.5.4. Capacidad sobre-estimada

Como ya se mencionó al comienzo de este apartado, la forma tradicional de calcular la capacidad da como resultado que se sobre-estime la capacidad media debido a los errores en

la estimación de canal. En esta Tesis se ha obtenido también una expresión analítica para la ecuación (5.15):

$$E \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{|\hat{H}|^2}{1/\bar{\gamma}} \right) \right\} < E_\rho \{ E_\varphi \{ E_r \{ \log_2 (1 + E_\phi \{ f(\rho, r, \varphi, \phi) \}) \} \} \} =$$

$$\frac{1}{\ln 2} \begin{cases} \frac{\sigma_\eta^2}{\sigma_\eta^2 - \sigma_r^2} \exp\left(\frac{1}{q}\right) E_i\left(1, \frac{1}{q}\right) - \\ \frac{\sigma_r^2}{\sigma_\eta^2 - \sigma_r^2} \exp\left(\frac{1}{p}\right) E_i\left(1, \frac{1}{p}\right) & \sigma_r^2 \neq \sigma_\eta^2 \\ \frac{q-1}{q} \exp\left(\frac{1}{q}\right) E_i\left(1, \frac{1}{q}\right) + 1 & \sigma_r^2 = \sigma_\eta^2 \end{cases} \quad (5.28)$$

donde  $f(\rho, r, \varphi, \phi) = \frac{r^2 + \rho^2 + 2rh \cos(\phi - \varphi)}{1/\bar{\gamma}}$ . Esta sobre-estima de la capacidad media es siempre superior a la capacidad real, y por supuesto, cuanto mayor es el error, mayores son las diferencias entre la real y la sobre-estimada (ecuación 5.28). Esta cota se muestra para demostrar el comportamiento de los errores en el cálculo de la capacidad utilizando el planteamiento tradicional.

### 5.5.5. Discusión de resultados

A continuación se mostrarán gráficamente los resultados para las diferentes cotas obtenidas así como su validación mediante simulaciones. Estas simulaciones han sido realizadas utilizando el método de Montecarlo, con 10.000 realizaciones diferentes de un canal HiperLAN 2 B [ETSI-BRAN, 1998]. Se han utilizado símbolos OFDM de 64 sub-portadoras sin frecuencias de guarda ni piloto.

#### 5.5.5.1. Capacidad Media en presencia de errores

Primero, en la figura 5.9 se muestran los resultados para las simulaciones de la capacidad media de la ecuación (5.17) en función de la relación media SNR para diferentes varianzas de error en la estimación de canal. Además, se han representado las curvas utilizando la expresión (5.23) de la cota obtenida para la ecuación (5.20). Asimismo se incluyen el límite para un canal Gauss y Rayleigh por completitud.

Lo primero que se puede observar en la figura 5.9 es que la cota de la ecuación (5.23) se ajusta prácticamente a la perfección con los resultados obtenidos en las simulaciones realizadas y por lo tanto puede ser utilizada como la capacidad media en canales Rayleigh cuando existen errores en la estimación de canal. También se observa que la cota se ajusta mejor cuanto menor es el

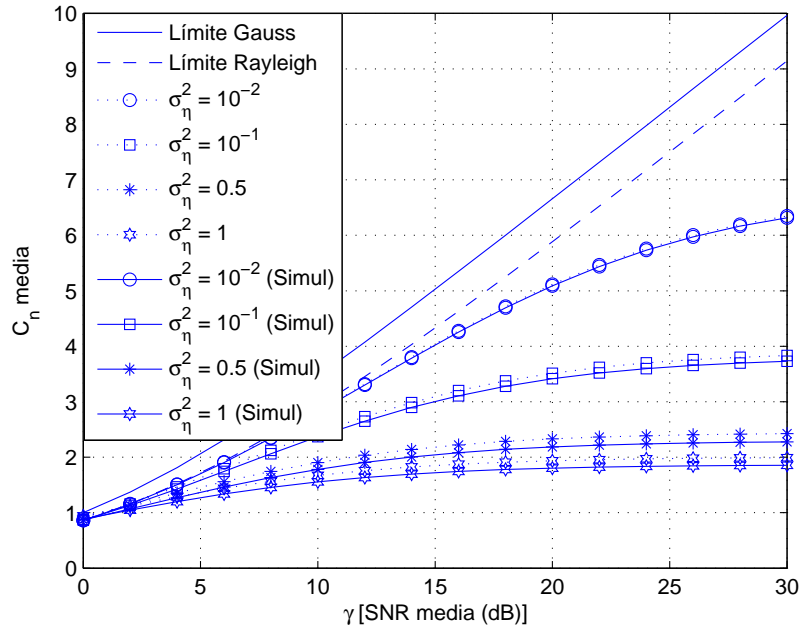
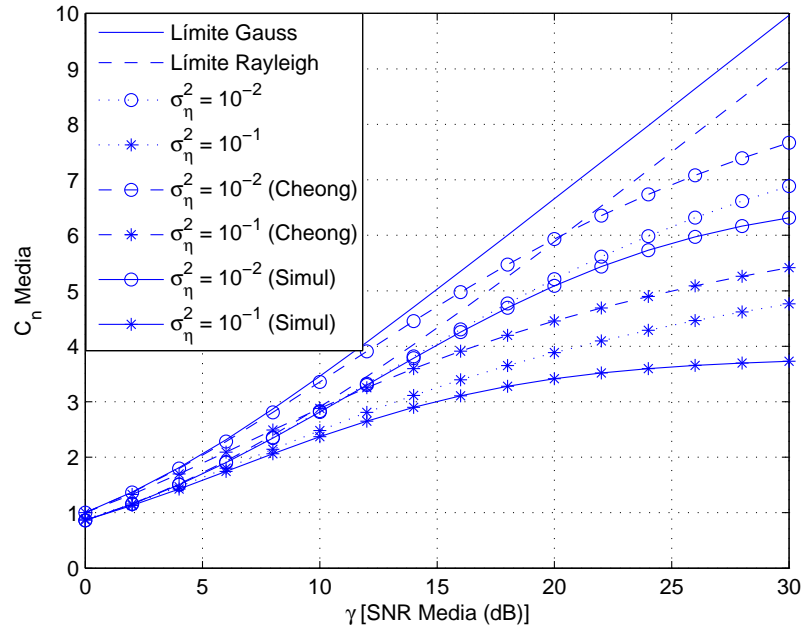


Figura 5.9: *Capacidad media frente a SNR media en función del error en la estimación de canal. Comparativa entre simulaciones y cota analítica (5.23).*

error en la estimación de canal. De hecho, para  $\sigma_\eta^2$  menores de  $10^{-2}$  las diferencias pueden ser despreciadas. Esto se debe a la naturaleza de la función logaritmo: cuando se calcula la media, la varianza de los datos será  $\sigma_\eta^2$  y, por lo tanto, para errores pequeños, la función logaritmo estará acotada en la zona casi lineal de la función y la desigualdad de Jensen se convierte casi en igualdad.

También en la figura 5.9 se observa que a medida que la relación señal a ruido se incrementa, la capacidad se incrementa también hasta un límite de saturación que depende del error de estimación de canal.

Por otro lado, en la figura 5.10 se ha representado la otra cota obtenida, ecuación (5.27) y la obtenida en [Cheon & Hong, 2002b] (ecuación 5.22). Como se puede apreciar, la cota de la ecuación (5.21) se ajusta bastante bien cuando la SNR media es baja, pero a medida que ésta crece, las diferencias con respecto a los resultados de la simulación se hacen cada vez más significativos (por ejemplo para un error de  $\sigma_\eta^2 = 10^{-1}$  y 20 dB de relación SNR media, las diferencias son mayores de 6 dB, mientras que para el mismo error y una SNR media de 10 dB, esta diferencia apenas llega a 1 dB.). Por lo tanto se podría utilizar esta cota sólo para SNR bajas.


 Figura 5.10: *Comparativa de las otras cotas obtenidas frente a las simulaciones*

Finalmente, la cota de la ecuación (5.22) no puede ser utilizada porque produce resultados incluso superiores al límite Rayleigh para determinados casos cuando el error es pequeño (varianza del error  $\sigma_\eta^2 < 10^{-2}$  y SNR media menores de 20 dB).

### 5.5.5.2. Capacidad sobre-estimada

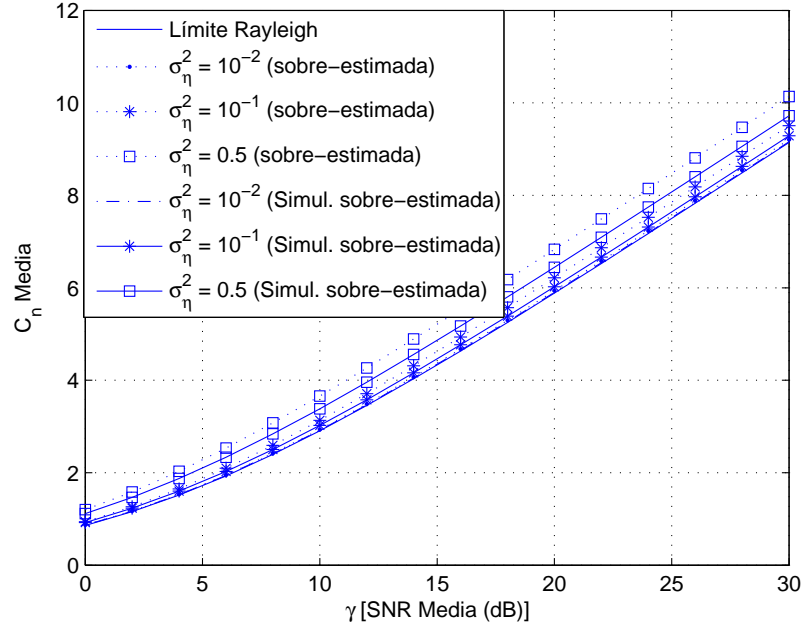
En la figura 5.11 se puede ver la capacidad sobre-estimada utilizando la ecuación (5.28). Como es natural, esta capacidad es siempre superior al límite teórico para canales Rayleigh, y las diferencias son mayores cuanto mayor es la varianza del error en la estimación de canal.

### 5.5.5.3. Pérdidas en capacidad media en presencia de errores

Una vez se tiene calculada la capacidad media, se pueden calcular las pérdidas en capacidad media por errores en la estimación de canal con respecto a la capacidad teórica Rayleigh sin errores. Esto es:

$$\hat{C}_L(\%) = \frac{C_{Rayleigh} - \hat{C}_e}{C_{Rayleigh}} \times 100 \quad (5.29)$$

En la figura 5.12 se muestra la pérdida en tanto por ciento con respecto a la capacidad por el hecho de cometer errores a la hora de estimar el canal. Se puede observar cómo para errores


 Figura 5.11: *Capacidad media sobre-estimada*

pequeños en la estimación esa pérdida es pequeña. Además, los algoritmos de estimación de canal que existen en la literatura alcanzan resultados suficientemente buenos para que el uso de técnicas como el *bit-loading* [Gallager, 1968] sean posibles. No obstante es preciso destacar que a medida que la relación señal a ruido se incremente, las pérdidas incluso para errores pequeños, se incrementan también. Esto es debido a que cuando la SNR es alta, la principal fuente de error va a venir por parte de los errores en la estimación de canal. A estas altas SNRs los algoritmos de estimación de canal, aunque ofrecerán mejores prestaciones, también se hacen más críticos los errores en la estimación de canal.

Por ejemplo, el uso de pilotos para la estimación de canal con métodos sencillos como el algoritmo de la DFT [Edwards et al., 2000], hace que el error dependa de la SNR. Por ejemplo, trabajando a 10 dB de SNR, esto es  $\sigma_\eta^2 = 10^{-1}$  y utilizando un símbolo piloto <sup>10</sup>, mirando en la figura 5.12 se ve que las pérdidas estarán en torno al 16 % y simplemente utilizando otro símbolo piloto más <sup>11</sup>, estas pérdidas se reducen a cerca del 10 %. Estos resultados, por ejemplo,

<sup>10</sup>Un símbolo OFDM completo de pilotos. La varianza del error producida por la estimación de canal utilizando símbolos piloto se calcula como  $\frac{1}{N} \frac{1}{N_A \sigma_w^2}$ , donde  $N_A$  es el número de símbolos piloto que se promedian y  $\sigma_w^2$  es la varianza del ruido gauss.

<sup>11</sup>Recuérdese que el estándar IEEE 802.11a [IEEE, 2001] o HiperLAN 2 [ETSI, 2000] disponen de dos símbolos pilotos en la cabecera para, entre otras cosas, realizar la estimación de canal.



abren las puertas al uso de técnicas de modulación adaptativa en las diferentes extensiones a estándares ya cerrados.

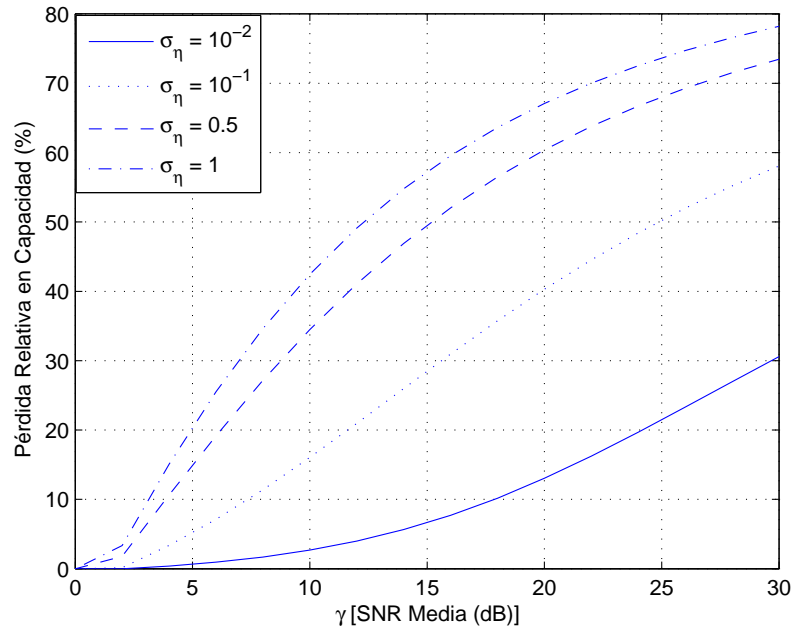


Figura 5.12: *Pérdida Relativa en capacidad con respecto al límite Rayleigh debido a errores en la estimación de canal*

## 5.6. Compresión de la información de realimentación

Una vez visto que la modulación adaptativa es viable y útil, en este apartado se propone cómo resolver uno de los problemas de implementación, la realimentación de la información de canal. Como ya se ha mencionado, es el receptor el que dispone de toda la información de canal y con ella debe decidir cuál es la modulación adecuada <sup>12</sup>.

En el receptor se debe, no sólo estimar el canal (que también se utilizará para la demodulación coherente de la señal), sino que además se deberá predecir el canal que experimentará la señal en las siguientes tramas, ya que será esta la información que se necesite, como ya se viera en el apartado 5.3. Con esa información de predicción, se estimará la modulación óptima para utilizar en esas siguientes tramas utilizando cualquiera de los algoritmos propuestos en la literatura.

En [Ekman, 2002] se propone un predictor de canal basado en el estimador de Kalman [Anderson & Moore, 1979], que es capaz de predecir razonablemente hasta  $0.3\lambda$ , siendo  $\lambda$  la longitud de onda de portadora <sup>13</sup>. En cualquier caso permite predecir el canal en la siguiente trama para valores habituales de velocidad del móvil y tiempo de trama, lo cual se ha demostrado que es suficiente [Sternad & Aronsson, 2003].

Una vez hecha esta predicción de canal, se estimará la modulación más adecuada para cada una de las sub-portadoras. Esta información, ya convertida en forma numérica se deberá realimentar hacia el transmisor, que será el que utilice esta información de modulación para configurar la transmisión en la siguiente trama.

La forma más sencilla de realimentar esta información, es enviar el primer símbolo en cada sub-portadora indicando la modulación a utilizar, pero esto hace que la eficiencia del sistema se reduzca a la mitad, pues uno de cada dos símbolos serían necesarios para transmitir información de realimentación, y no de datos [Keller & Hanzo, 2000a]. Además, si se decodifica mal esta

---

<sup>12</sup>En lugar de enviar los coeficientes del canal, lo que supone gran cantidad de información, el receptor decide por medio del algoritmo establecido la modulación más adecuada y sólo se envía la modulación en cada sub-portadora. De esta forma, si se ha estimado que el canal soporta QPSK se enviará un 2, mientras que si es 32QAM se enviará un 5. Así se ahorra ancho de banda.

<sup>13</sup>El estimador permite predecir el canal que existirá a una distancia hasta  $0.3\lambda$ . Dependiendo de cuánto tiempo tarde el terminal en recorrer ese espacio así la estimación será válida más o menos tiempo.

información los efectos son muy perjudiciales. Otra solución es la decodificación ciega, en la que se intenta por parte del transmisor ajustar cada símbolo recibido a la constelación más cercana de forma ciega. Por otra parte en [Webb & Steele, 1995] o [Otsuki et al., 1995] se propone el uso de constelaciones especiales utilizando códigos de Walsh, que facilitan su decodificación ciega. No obstante, estas técnicas han demostrado no ser muy robustas en canales muy selectivos en frecuencia [Keller & Hanzo, 2000a].

En esta Tesis se propone la compresión de la información como vía de reducir la gran cantidad de datos de realimentación necesarios. Para mostrar resultados realistas, se van a aplicar las ideas sobre el sistema propuesto por la Universidad de Chalmers para el enlace descendente de sistemas 4G [Sternad et al., 2003]. Se ha escogido este sistema por varias razones. La primera es que el sistema utiliza OFDMA basado en infraestructura en el enlace descendente. En segundo lugar, permite el uso de modulación adaptativa y por último, el escenario para el que se plantea es el más cambiante de todos: entorno celular con velocidades desde peatón a vehículos a 120 km/h, y por tanto, es el sistema que más información de realimentación necesitará y en el que es más crítico el uso de técnicas de compresión para reducir esta cantidad de información (ya que el enlace de realimentación se sitúa en el enlace ascendente, que suele ser el que menos ancho de banda tiene disponible).

Como se mencionó en el primer capítulo, en [Sternad et al., 2003] se propone agrupar las sub-portadoras en grupos denominados *bins*<sup>14</sup>. De esta forma, todas las sub-portadoras dentro del mismo *bin* utilizarán la misma modulación. Esto hace que se pierda un poco de flexibilidad y que ya no sea una solución óptima desde el punto de vista de la capacidad del sistema, pero sin embargo, permite reducir el problema de la realimentación de la información a uno mucho más manejable. No obstante, incluso agrupando las sub-portadoras en *bins*, teniendo en cuenta que la máxima densidad de modulación es 64QAM (es decir, se necesitan 3 bits para informar de la modulación de cada *bin*), y que el tiempo de trama es 0.667 msec., la tasa de realimentación necesaria por usuario sería de 112 kbps sin utilizar ningún tipo de codificación para proteger esa información. Dado que esta información es de vital importancia, suponiendo que se codifica a tasa 1/2, se necesitarían 224 kbps por usuario. Como se puede apreciar en este simple cálculo, es más que conveniente idear maneras para reducir o comprimir la información a realimentar. Si

---

<sup>14</sup>Una idea parecida se propone en [Dahlman et al., 2005] en la que al conjunto de sub-portadoras agrupadas lo denominan *chunk*.

además se utilizase algún tipo de técnica MIMO, esa tasa sería por usuario y por antena.

Primero se mostrarán unas ideas generales para plantear la compresión de la información. Se propone el uso de codificación *Huffman* para comprimirla (se muestra una pequeña introducción a esta codificación). No obstante, para que este tipo de codificación funcione, es necesario que los datos estén bien condicionados. Originalmente los datos no se encuentran bien condicionados y por eso se proponen una serie de algoritmos que explotan la correlación en tiempo, en frecuencia o ambas, para condicionar de forma adecuada la información. Una vez explicados los algoritmos, se muestran los resultados obtenidos con las diferentes propuestas en dos tipos de escenarios móviles: peatón y vehículo.

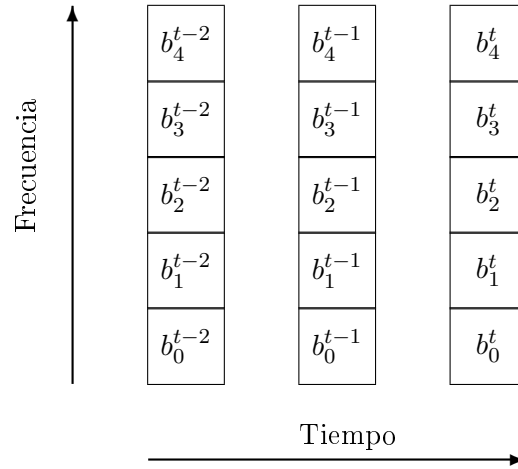
### 5.6.1. Consideraciones generales sobre la información de realimentación

Es verosímil que exista una alta correlación en los datos de realimentación, tanto en tiempo (es probable que la modulación en un *bin* y en una trama concreta sea igual o muy parecida a la de la trama anterior), como en frecuencia (*bins* contiguos generalmente presentarán una modulación similar). Por lo tanto, se pueden diseñar algoritmos que exploten esta correlación [Jiménez et al., 2005a].

Las ideas que se plantean en este apartado 5.6 se pueden aplicar a cualquier sistema que utilice un canal de realimentación para enviar esta información de la modulación. No obstante, se ha utilizado el sistema propuesto en la Universidad de Chalmers [Sternad et al., 2003] para probar estos algoritmos de compresión.

La información a realimentar será por tanto la modulación en cada uno de los *bins* (en el caso concreto de [Sternad et al., 2003], 25 *bins*). Y la información de la que disponemos tanto en el transmisor como en el receptor, la modulación anterior en cada uno de los *bins*. En la figura 5.13 se muestra un esquema de lo que se acaba de comentar.

Para el envío de la información se utilizará la codificación *Huffman* [Nelson & loup Gailly, 1995]. Este tipo de codificación permite enviar con menos bits de información los datos más frecuentes y con más bits los menos frecuentes. De esta forma, si la información está bien condicionada, es decir, existen secuencias mucho más frecuentes que otras, se obtendrá una buena tasa de compresión. Inicialmente, los datos de realimentación están mal condicionados, puesto que

Figura 5.13: *Información de realimentación*

prácticamente todas las secuencias (símbolos) son igual de frecuentes, como se puede observar en la figura 5.14. Aunque la probabilidad de que se utilice la modulación BPSK es ciertamente mayor que el resto de ellas <sup>15</sup>, no es lo suficientemente grande en comparación con el resto, y además los otros son también bastante probables.

En esta Tesis se proponen varios algoritmos que explotan la correlación temporal y en frecuencia de los datos (primero por separado y luego en conjunto), modificando así las probabilidades de ocurrencia de los símbolos para, de esta forma, condicionar de forma adecuada los datos y obtener mejoras de compresión utilizando la codificación *Huffman*. Como se verá a continuación, los códigos *Huffman* se diseñan en función de la entropía de la información a transmitir, y es necesario que existan símbolos mucho más frecuentes que los demás para que se pueda hablar de compresión.

<sup>15</sup>Esto es debido a que de acuerdo con la propuesta en [Sternad et al., 2003], siempre se utiliza al menos BPSK para transmitir (nunca se deja un *bin* sin enviar información). Además, se utiliza la modulación menos densa soportada por la peor de las sub-portadoras para ese usuario. Por estas razones es más probable el uso de la modulación BPSK.

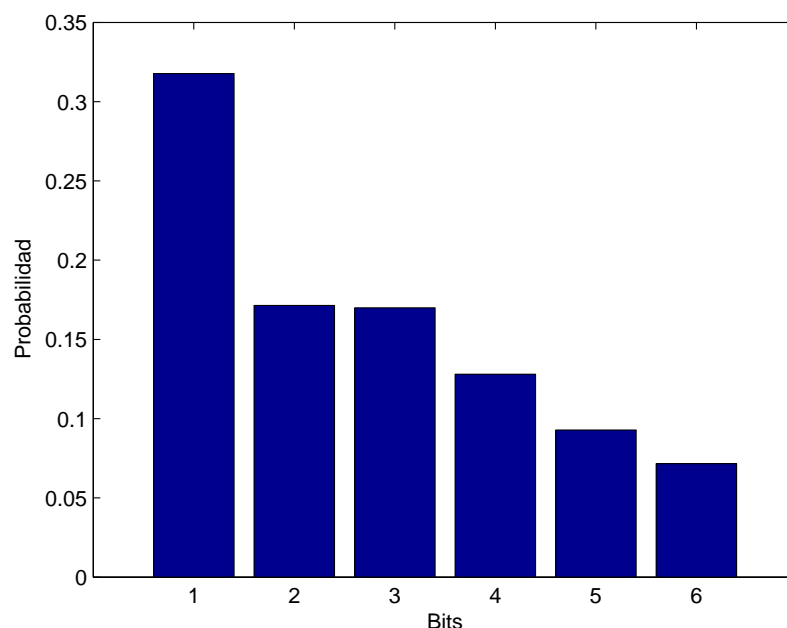


Figura 5.14: *Distribución de índice de modulación en los bins sin ningún tipo de algoritmo de compresión*

### 5.6.2. Codificación Huffman

En el año 1951, David A. Huffman estaba estudiando en el MIT una asignatura de teoría de la información. Su profesor, el Dr. Robert M. Fano (conocido por sus trabajos con el Dr. Claude E. Shannon en teoría de la información) les propuso la idea de no tener que aprobar un examen final si a cambio eran capaces de representar de la manera más eficiente posible la información de un determinado alfabeto. David trabajó durante varios meses en el problema, llegando a varias propuestas. Sin embargo, no podía probar que ninguna fuera la más eficiente. Justo cuando decidió abandonar y dedicarse a estudiar el examen final, le vino la inspiración [Huffman, 1952]. La idea era simple, asignar los códigos más cortos a los símbolos más frecuentes y más largos a los menos frecuentes. Como *Huffman* dijo: “*Estaba en el lugar adecuado en el momento adecuado y tuve la suerte de que mi profesor el Dr. Robert M. Fano no me dijera que grandes hombres de la teoría de la información como él o el Dr. Claude E. Shannon lo habían intentado antes sin éxito*”.

Para conseguir que los símbolos más frecuentes se codificasen con menos bits que los menos frecuentes se procede de la siguiente manera: primero se toman los dos símbolos menos frecuentes (cada símbolo a codificar se asignará a una hoja del árbol binario), y se unen en un nuevo

símbolo cuya frecuencia de aparición es la suma de ambas ocurrencias. Después se toman los dos siguientes símbolos menos frecuentes (podría ser que uno de ellos fuera la suma de los dos anteriores) y se unen en otro nuevo símbolo. Se asigna un cero en la rama menos frecuente y un uno a la más frecuente. Se procede así de forma recursiva hasta que sólo haya un único símbolo cuya frecuencia de aparición sea la total (la suma de todos los anteriores). Una vez construido el árbol binario, para la construcción del código de cada símbolo, simplemente se sigue la secuencia que hay desde la raíz del árbol binario hasta la hoja en donde se encuentra el símbolo a codificar. La construcción de este árbol binario desde las probabilidades menores en lugar de las mayores (como ya había propuesto Robert M. Fano), hace que se obtenga una solución eficiente. A continuación se muestra un ejemplo para ilustrar todo el procedimiento más claramente.

Si se deseara transmitir el siguiente mensaje: *La codificación Huffman es óptima*, y siendo el mensaje completo el alfabeto a utilizar, se necesitarían transmitir <sup>16</sup>:

$$5 \text{ bits/símbolo} \times 33 \text{ símbolos} = 165 \text{ bits} \quad (5.30)$$

Para construir el código *Huffman*, primero se calcula el número de ocurrencias de cada uno de los símbolos. Esto se hace en la tabla 5.2, en la que además se muestra el número de bits necesarios en la codificación *Huffman* así como la secuencia de bits para cada símbolo codificado.

Una vez se tiene la tabla, se toman los dos símbolos con menor ocurrencia. En el caso en que haya varios, como es el caso, se eligen dos de ellos, por ejemplo, *p* y *t*, y se agrupan formando un nuevo símbolo de ocurrencia  $1 + 1 = 2$ . Los símbolos van a ser las hojas del árbol binario. Se utiliza el 1 para la rama de mayor peso y 0 para la de menor. En caso de empate se elige una u otra indistintamente. De nuevo, tomamos los dos que menor ocurrencia tengan, por ejemplo *s* y *e*, y se procede de igual forma. Así se procede iterativamente hasta que todos los símbolos están agrupados en una única entidad con la suma de todas las ocurrencias. Esa entidad será la raíz del árbol binario de *Huffman*. Para determinar la secuencia que codifica cada símbolo se parte de la hoja del símbolo correspondiente y se asciende hasta la raíz. Una vez en la raíz, la secuencia será la inversa del orden seguido. Así por ejemplo, para conocer la secuencia del símbolo *a*: Partimos de la hoja del símbolo *a* y llegamos a la raíz siguiendo 011, por lo tanto la secuencia será 110. La decodificación es más sencilla. Partimos de la

---

<sup>16</sup>Puesto que existen 17 símbolos diferentes, son necesarios 5 bits.

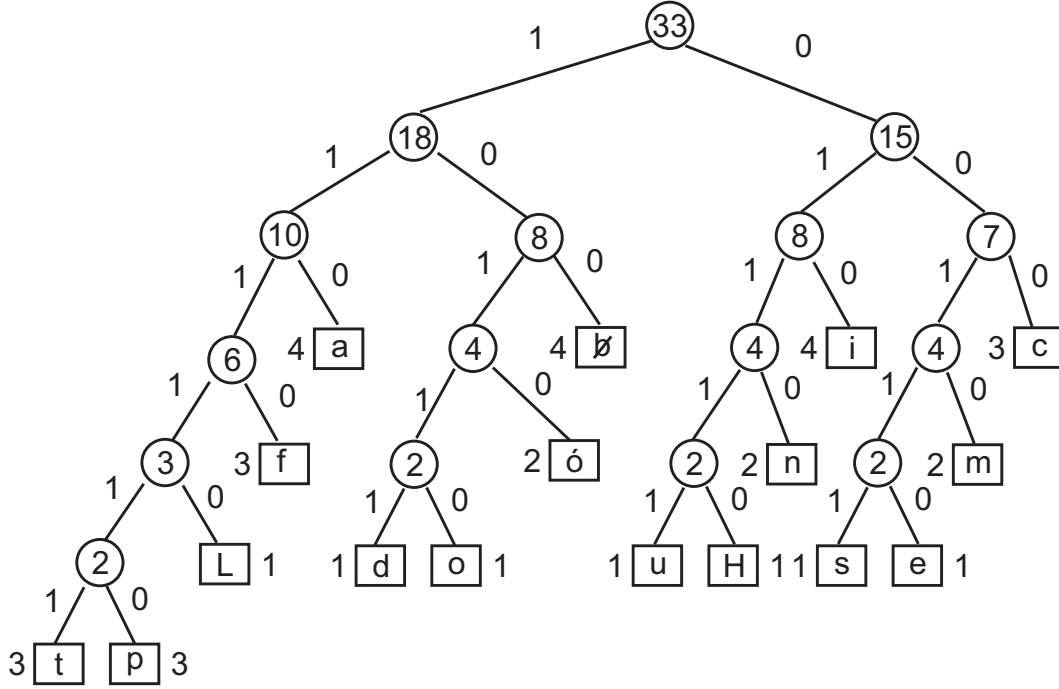
Símbolo	Ocurrencia	Número bits ( $\mu$ )	Prob.	Entropía ( $\mu$ )	Código
L	1	5	0.03	5.044	11110
a	4	3	0.121	3.044	110
Ø	4	3	0.121	3.044	100
c	3	3	0.091	3.46	000
o	1	5	0.03	5.044	10110
d	1	5	0.03	5.044	10111
i	4	3	0.121	3.044	010
f	3	4	0.091	3.46	1110
ó	2	4	0.061	4.044	1010
n	2	4	0.061	4.044	0110
H	1	5	0.03	5.044	01110
u	1	5	0.03	5.044	01111
m	2	4	0.061	4.044	0010
e	1	5	0.03	5.044	00110
s	1	5	0.03	5.044	00111
p	1	6	0.03	5.044	111110
t	1	6	0.03	5.044	111111

Tabla 5.2: Listado de símbolos del alfabeto, ocurrencias de esos símbolos y número de bits con los que se codifica en la codificación *Huffman* y código

raíz y se van siguiendo las ramas según la secuencia recibida hasta llegar a una hoja que determinará el símbolo codificado. De esta forma, si llegase la secuencia 110, tomaríamos la rama de la izquierda (1), de nuevo la rama de la izquierda (1) y finalmente la de la derecha (0). Ahí llegaríamos al símbolo *a*. Una representación gráfica del árbol binario de *Huffman* para el ejemplo anterior, se muestra en la figura 5.15, donde se puede ver más claramente todo el proceso.

De esta forma, para transmitir la frase anterior utilizando la codificación *Huffman* anterior se necesitarán:




 Figura 5.15: *Árbol binario Huffman para el ejemplo*

$$\begin{aligned}
 & 5 \times 1(L) + 3 \times 4(a) + 3 \times 4(\emptyset) + 3 \times 3(c) + 5 \times 1(o) + 5 \times 1(d) + 3 \times 4(i) + 4 \times 3(f) + 4 \times 2(ot) + \\
 & 4 \times 2(n) + 5 \times 1(H) + 5 \times 1(u) + 4 \times 2(m) + 5 \times 1(e) + 5 \times 1(s) + 6 \times 1(p) + 6 \times 1(t) = 128 \text{ bits}
 \end{aligned}
 \tag{5.31}$$

Utilizando la codificación *Huffman* se minimiza la entropía *Huffman*:

$$H_\mu = \sum_i p_i \mu_i
 \tag{5.32}$$

donde  $p_i$  es la probabilidad de ocurrencia del símbolo  $i$ -ésimo y  $\mu_i = -\log_2 p_i$ . Para el ejemplo anterior,  $H_\mu = 3.847$ . Esto quiere decir que se van a emplear en media 3.847 bits por símbolo en lugar de los 5 que se utilizarían si no hubiera codificación. Calculando el número medio de bits utilizados en la frase del ejemplo utilizando la codificación nos da:  $128/33 = 3.87$ , que está muy cercana al caso ideal de 3.847. El hecho que no coincidan es debido a que se ha de utilizar un número entero de bits para la construcción del código y, además, si se quiere que no exista ambigüedad en la decodificación se debe cumplir que  $\sum_i 2^{-\mu_i} \leq 1$ , donde  $\mu_i$  es el número de bits codificados para el símbolo  $i$ . De otra forma, un mismo código podría corresponder a dos símbolos distintos.

Esté tipo de codificación se emplea en estándares de compresión de datos como PKZIP, o multimedia, como para imágenes JPEG [JPEG, 1994] o MP3 [JTC1/SC29/WG11, 1992], [(MPEG), 1994].

### 5.6.3. Realimentación verosímil

Antes de explicar los algoritmos propuestos para explotar la correlación de la información de realimentación, se plantea en este apartado otra idea complementaria para reducir la tasa de datos de realimentación necesarios.

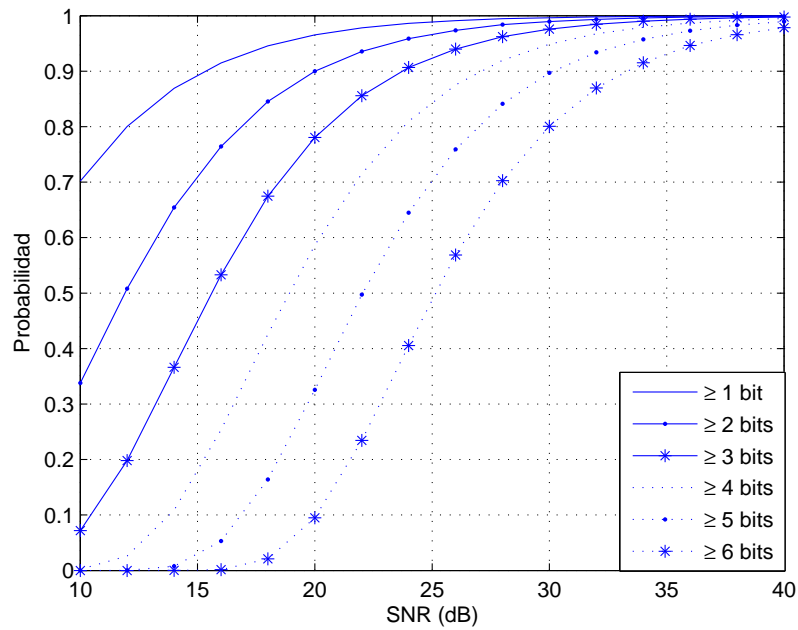


Figura 5.16: *Probabilidad de que un terminal disponga de al menos una sub-portadora que soporte diferentes número de bits en función de la relación señal a ruido. SER objetivo  $= 10^{-5}$ . Red vacía (factor de carga al 0 %).  $N = 64$*

Nos centraremos en un escenario en el que existe una estación base (BS), y en esta estación base puede estar instalado un módulo planificador (*scheduler* en la literatura anglosajona), que, utilizando la información realimentada por parte de los diferentes usuarios, decide qué equipos transmitirán en la(s) siguiente(s) trama(s). Generalmente, salvo por criterios de igualdad (*fairness*), serán los usuarios que dispongan de mejores sub-portadoras los que seleccione el planificador para transmitir, ya que, de este modo, se maximiza la capacidad del sistema<sup>17</sup>.

<sup>17</sup>Este es uno de los criterios de optimización más extendidos en redes móviles. Otro criterio puede ser maximizar

Por lo tanto, será un desperdicio de ancho de banda que un usuario que no disponga de sub-portadoras de la calidad suficiente, realimente esta información a la BS, porque sabe que nunca será atendido <sup>18</sup>. Para determinar a partir de qué calidad de canal será verosímil que pueda ser seleccionado se utilizará un factor de carga que se difundirá en alguno de los canales de difusión de la estación base, indicando la calidad <sup>19</sup> mínima requerida para realimentar la información.

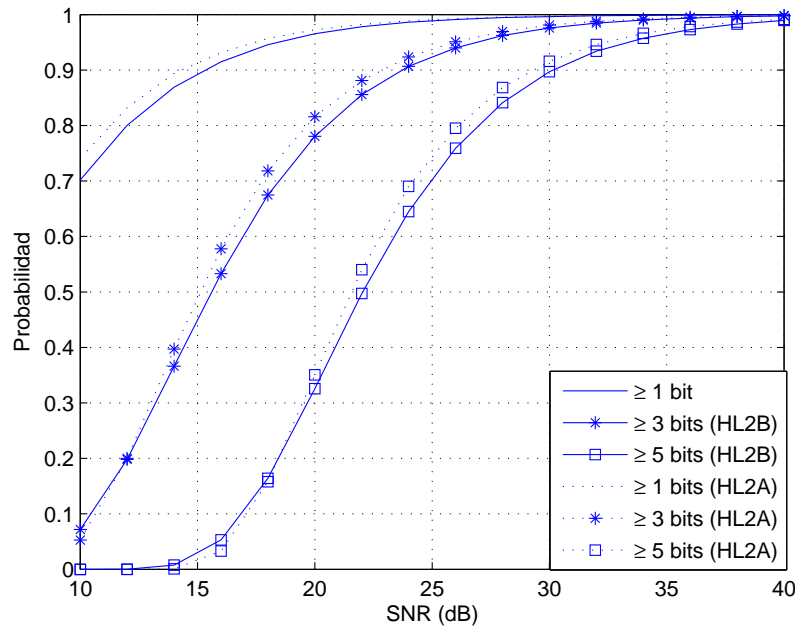


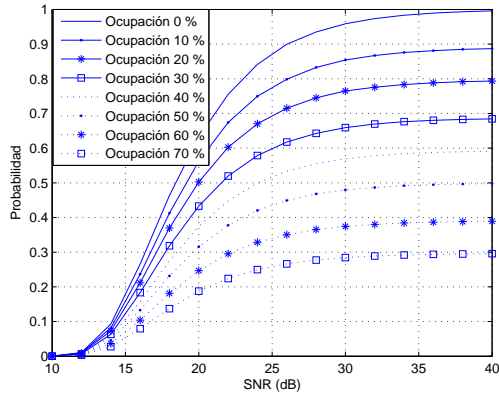
Figura 5.17: *Probabilidad de que un terminal disponga de una sub-portadora que soporte diferentes modulaciones en canales HiperLAN 2 A y B. SER objetivo =  $10^{-5}$ . Comparativa.*

En la figura 5.16 se muestra la evolución con la relación señal a ruido media de la probabilidad de que un terminal disponga de, al menos, una sub-portadora en la que pueda transmitir un determinado número de bits. Como se puede apreciar en la gráfica, esta probabilidad va disminuyendo, como es lógico, a medida que exigimos un mayor número de bits por símbolo. Asimismo cuanto mayor es la relación señal a ruido, esta probabilidad también se ve incrementada. El canal para el que se han realizado las simulaciones es el canal HiperLAN 2 B [ETSI-BRAN, 1998]. Por ejemplo, si se establece como factor de *calidad* para la realimentación un valor de 3 bits, para relaciones señal a ruido de 20 - 25 dB, la probabilidad de que un

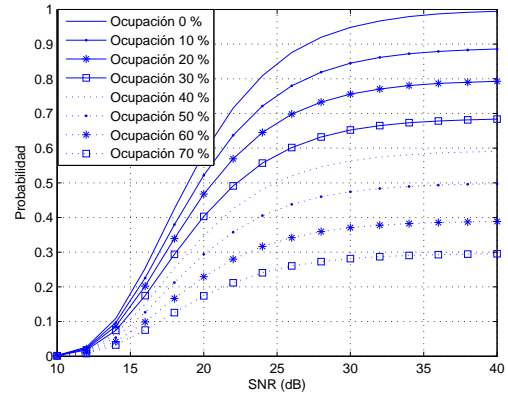
el número de usuarios[Baamrani et al., 2005].

<sup>18</sup> A no ser que para garantizar la proporcionalidad de todos los terminales (*fairness*) se le permita.

<sup>19</sup> Aquí se entiende como calidad el número de bits por símbolo que pueden ser utilizados en la sub-portadora/bin.



(a) Canal HiperLAN 2 A



(b) Canal HiperLAN 2 B

Figura 5.18: *Evolución de la probabilidad de que un terminal disponga de al menos una sub-portadora que soporte 4 bits en función de la carga del sistema y la relación señal a ruido.  $SER$  objetivo =  $10^{-5}$ .  $N = 64$*

terminal disponga de al menos una sub-portadora en la que pudiera utilizar esa modulación (o mayor) está cercana al 30 %. Es decir, sólo un tercio del tiempo debería enviar información de realimentación. Como se ha comentado, salvo que existan otros criterios de equidad (que se escapen al contenido de la Tesis), esto es un considerable ahorro.

Estas probabilidades dependen mucho del tipo del canal sobre el que se apliquen. Así por ejemplo, en la figura 5.17 se muestra una comparativa entre los resultados anteriores para un canal HiperLAN 2 B (entorno de oficina fuertemente selectivo en frecuencia), e HiperLAN 2 A (entorno de oficina menos selectivo en frecuencia). Se puede apreciar cómo en este segundo caso, que es mucho más benévolo, la probabilidad de que un terminal encuentre una sub-portadora en la que transmitir más de un determinado número de bits, es mayor, lo que conduce a una mayor necesidad de transmisión de información de realimentación. Es decir, siguen siendo necesarios mecanismos para comprimir la información.

Además, estas probabilidades se encuentran afectadas por la carga del sistema. Por ejemplo, en una red en la que sólo la mitad de las sub-portadoras estén disponibles, estas probabilidades cambiarán. En la figura 5.18 se muestra cómo varía la disponibilidad de sub-portadoras que permiten el uso de modulaciones a partir de 16QAM en función de la carga del sistema. En ella se puede ver cómo estas probabilidades disminuyen sensiblemente en función de la carga del sistema.

Así por ejemplo, en una red en la que el factor de carga se encuentre entre el 30 % y el 60 % (valores habituales) <sup>20</sup>, si el factor de calidad se sitúa en 16 QAM (un valor razonable para los factores de carga anteriores), la probabilidad de que un terminal esté en condiciones de realimentar su información oscilará entre 55 y un 25 %, es decir, en media un 40 % del tiempo. Esto es un considerable ahorro <sup>21</sup>.

#### 5.6.4. Correlación temporal

Una vez visto que existe cierta probabilidad de que no sea necesario el envío de información hacia la BS porque no se dispone de sub-portadoras suficientemente buenas, se aborda el problema de la compresión de la información de realimentación para los casos en los que, como se ha visto, sea necesario enviarla. En este sentido, se comprimirá utilizando codificación *Huffman*, pero para que ésta sea efectiva, es necesario que la información se encuentre bien condicionada. A continuación se proponen varios algoritmos para condicionar adecuadamente estos datos. Se comenzará explotando la correlación temporal.

Es verosímil que la modulación en un determinado *bin* y trama sea muy parecida al mismo *bin* en la trama anterior. Por tanto es razonable, que en lugar de enviar la modulación directamente, se envíe:

$$c_m^t = b_m^t - b_m^{t-1} \quad (5.33)$$

donde  $m$  indica índice en *bins* y  $t$  en tiempo. En este caso, el código *Huffman* se diseñará teniendo en cuenta las propiedades de  $c_m$  y no  $b_m$ , que como se acaba de ver, está mal condicionada. Para el caso concreto del sistema propuesto en [Sternad et al., 2003], el número de secuencias diferentes será de 11 (desde  $-5$  hasta  $5$ ) <sup>22</sup>. En la figura 5.19a se puede ver en el histograma de la distribución de los símbolos que, efectivamente existe una correlación temporal alta, dado que el símbolo 0 (modulación igual en *bin* precedente) es mucho más probable que el resto.

<sup>20</sup>Esto quiere decir que entre el 30 % y el 60 % de las sub-portadoras están ocupadas por otros terminales, y por tanto quedan menos disponibles para el equipo en cuestión.

<sup>21</sup>La proporcionalidad o *fairness* se escapa al contenido de esta Tesis. Véase por ejemplo [Guoxin et al., 2005] o [Wiczowski et al., 2005].

<sup>22</sup>Las modulaciones van desde BPSK a 64QAM.

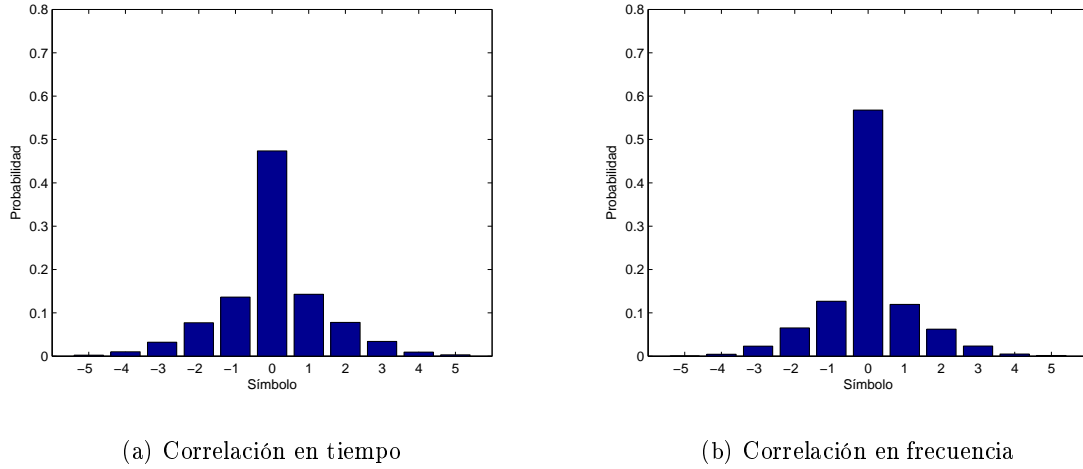


Figura 5.19: **Probabilidad de ocurrencia de los símbolos para los algoritmos de tiempo y de frecuencia**

Siguiendo con esta idea, también es verosímil pensar que si en un determinado *bin* es necesario incrementar/decrementar la modulación debido a que el canal ha cambiado, la modulación de los *bins* adyacentes también se incremente/decrementa, por lo tanto se puede agrupar la información en parejas de la siguiente forma:

$$c_l^t = [b_m^t - b_m^{t-1}, b_{m+1}^t - b_{n+1}^{t-1}] \quad (5.34)$$

En este caso, el número de secuencias aumenta, en concreto para el sistema que se está analizando en este capítulo, hasta 121 (desde 00 a  $-5 - 5$ ). Este esquema podría decirse que aprovecha tanto la correlación en tiempo como en frecuencia, aunque de forma pobre y por eso se incluye aquí. El histograma de la distribución se puede ver en la figura 5.20. En ella se puede observar cómo este algoritmo no condiciona bien los datos, pues existen muchos símbolos que son equi-probables.

Un planteamiento parecido se muestra en [Cheon et al., 1999] en el que se investiga la limitación del canal de retorno en un sistema en el que el reparto de bits se modifica cada símbolo. Aquí se explota el carácter continuo del canal, es decir, que de un símbolo al siguiente sólo pueden existir saltos de  $\pm 1$  bits. No obstante no se propone ninguna forma de compresión, simplemente asignar dos bits para decidir si se sigue en el estado anterior o se incrementa/decrementa la modulación.

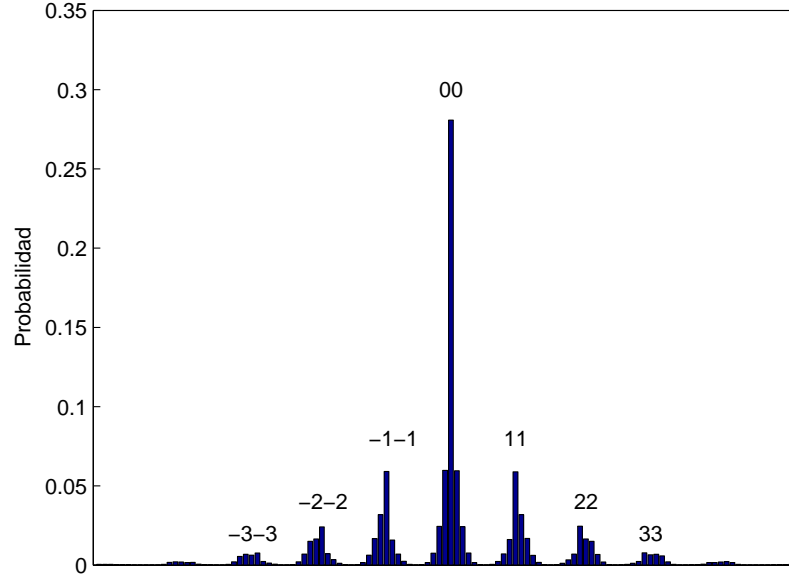


Figura 5.20: *Probabilidad de ocurrencia de los símbolos para el algoritmo agrupado*

### 5.6.5. Correlación en frecuencia

De igual manera que en el caso anterior, se puede pensar en la correlación en frecuencia <sup>23</sup>. En este caso, los datos a codificar tendrán la forma:

$$c_m^t = b_{m+1}^t - b_m^t \quad (5.35)$$

De nuevo, como en el primer caso, el número de secuencias vuelve a ser 11.

En la figura 5.19b se muestra el histograma de los símbolos para este algoritmo. Se puede apreciar que condiciona mejor los datos que la correlación en tiempo (el pico en 0 es algo mayor). Por lo tanto utilizando este algoritmo las capacidades de compresión serán mayores, como se verá en el apartado de resultados.

Del mismo modo que se proponía en tiempo, en frecuencia se puede refinar un poco más el esquema. Si dividimos los datos en ventanas de tamaño  $V$  y calculamos la media en cada ventana y restamos la información a transmitir de esta media:  $m_i^t$ , podemos codificar:

<sup>23</sup>Indicar que realmente se está hablando de *bins*, aunque, como éstos son agrupación de frecuencias contiguas, es similar a hablar de frecuencias.

$$c_l^t = m_i^t - b_m^t \quad (5.36)$$

y enviar:

$$m_i^t \ c_l^t \ c_{l+1}^t \ \dots \ c_{l+V}^t \ m_{i+1}^t \ c_{l+V+1}^t \ \dots$$

donde  $m_i^t$  se puede enviar sin codificar (utilizando 3 bits) o puede ser también codificado con otro código *Huffman* diferente.

Habría que hacer un estudio para determinar el tamaño óptimo de la ventana. Cuanto más pequeño sea este valor, la media se parecerá más a los datos y por tanto el pico en cero (0) será mucho mayor, pero por el contrario, será necesario transmitir esta media muchas más veces, mientras que si el tamaño es mayor, se transmitirá menos veces pero la dispersión de los datos con respecto a la media será también mayor, como se puede observar en la figura 5.21.

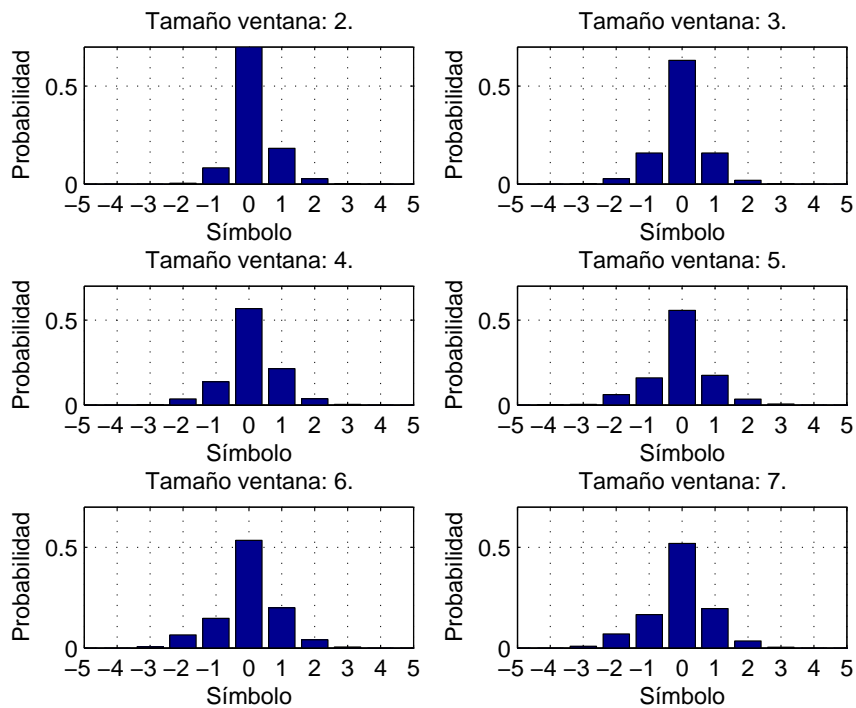


Figura 5.21: *Distribución de probabilidades de ocurrencia de los símbolos dependiendo del tamaño de la ventana*



Dependiendo de la situación en cada momento, existirá un tamaño de ventana óptimo. Por esta razón, se propone una versión adaptativa de este algoritmo. En este nuevo esquema, para cada trama se calcula cuál es el tamaño de ventana óptimo por exploración exhaustiva, y se utiliza ese tamaño para esa trama. Por supuesto, es necesario añadir un par de bits al comienzo de la transmisión para indicar el tamaño (con 2 bits se cubre el rango de tamaños de ventana desde 4 a 7).

### 5.6.6. Correlación tiempo-frecuencia

Como se acaba de mostrar, existe una alta correlación tanto en tiempo como en frecuencia de la información de realimentación. Por este motivo, se proponen a continuación un par de algoritmos que explotan al mismo tiempo la correlación en tiempo y en frecuencia de estos datos, y con los que, como se podrá ver en los resultados, se mejoran las prestaciones de los algoritmos anteriores. Estos algoritmos son: *Tiempo-Frecuencia Iterativo* y *Tiempo-Frecuencia Bloque*.

#### 5.6.6.1. Tiempo-frecuencia iterativo

Este esquema utiliza no sólo la modulación actual en un determinado *bin* sino también la modulación en el *bin* más próximo. Para verlo más claramente, se mostrará con un ejemplo. Si se quiere codificar el número de bits del *bin* uno de la trama actual, esto es,  $b_1^t$ , se tomará qué número de bits se utilizó en el mismo *bin* en la trama anterior,  $b_1^{t-1}$ , y el número de bits del *bin* adyacente actual inferior,  $b_0^t$ . Si ambos son, por ejemplo, dos, es muy probable que el número de bits a codificar también sea dos, o muy cercano a dos. Por ese motivo, se diseña un código *Huffman* para este caso (y para el de todas las combinaciones, en este caso 36). Como es muy probable que el número a codificar sea dos, éste será mucho más probable que el resto, y la compresión *Huffman* funcionará muy bien. Una vez codificado este  $b_1^t$  se tomará el siguiente,  $b_2^t$ , y así se iterará hasta completar todos los *bins*. En la decodificación, se procederá de forma análoga, salvo el primer *bin*, que es un caso especial porque no se puede utilizar el *bin*  $-1$ . Se irá decodificando  $b_1^t$  tomando  $b_0^t$ , y así sucesivamente. Por esta razón se denomina iterativo. En este esquema se diseñan 36 conjuntos <sup>24</sup> de códigos *Huffman* diferentes. Aunque la complicación no es mucha dado que para seleccionar los códigos simplemente se indexa en una tabla de búsqueda. Todo esto se muestra de forma más clara en la figura 5.22.

---

<sup>24</sup>Para el caso del sistema utilizado como ejemplo. En general se requerirán  $b_{max}^{b_{max}}$  conjuntos de códigos, siendo  $b_{max}$  el máximo número de bits por símbolo a transmitir.

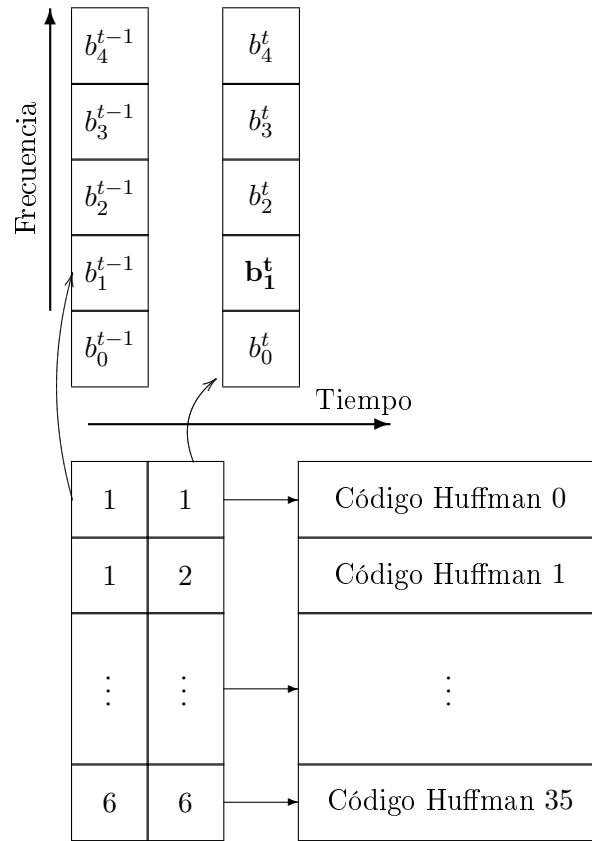


Figura 5.22: **Esquema Iterativo Tiempo-Frecuencia. Para codificar  $b_1^t$ .**

Un pequeño inconveniente de este esquema viene del hecho de que es iterativo y que si se produce un error al decodificar una de las modulaciones, éste se propaga, de forma no lineal además, al resto de la decodificación. Por ese motivo es preciso que esta información vaya bien protegida. Además, cada cierto número de tramas, será conveniente enviar la información sin comprimir para refrescarla y evitar así la propagación de errores. Otra alternativa es refrescar en lugar de cada cierto tiempo fijo, de forma dinámica basándose en la cantidad de errores en la transmisión mediante los paquetes de ARQ (*Automatic Repeat Request*), como se hace en [Falahati & Svensson, 2002] o [Falahati, 2002].

#### 5.6.6.2. Tiempo-frecuencia bloque

Este segundo esquema tiempo-frecuencia utiliza la información de las sub-portadoras más próximas en la trama anterior, es decir:  $b_{m-1}^{t-1}$ ,  $b_m^{t-1}$  y  $b_{m+1}^{t-1}$ . Como en el caso anterior, si se quiere codificar  $b_1^t$ , se observa el número de bits que se utilizaron en los *bins* adyacentes en la trama anterior,  $b_0^{t-1}$ ,  $b_1^{t-1}$  y  $b_2^{t-1}$ , y en función de este número, se escoge el código *Huffman* adecuado para transmitir el dato. En el receptor, puesto que se dispone del número de bits en

la trama anterior, se conoce qué código *Huffman* se ha utilizado y se decodifica en bloque. Existen situaciones particulares en ambos extremos. En este algoritmo es necesario diseñar y almacenar 216 (para caso del ejemplo utilizado) conjuntos de códigos *Huffman* diferentes. Sigue siendo un problema tratable. Además, se puede reducir este número observando las simetrías que presenta el problema. También se ha dibujado el esquema para verlo más claramente, figura 5.23.

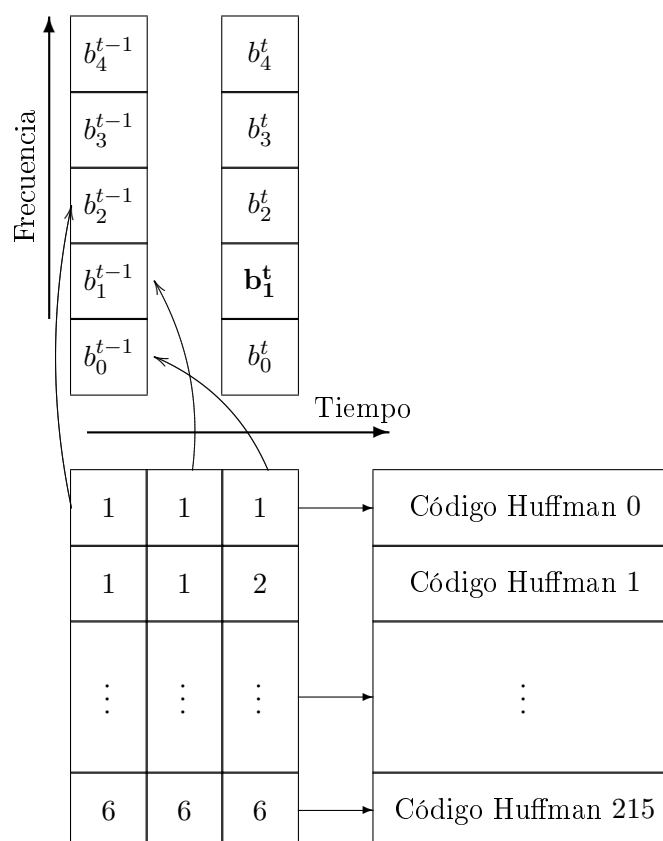


Figura 5.23: *Esquema Bloque Tiempo-Frecuencia. Para codificar  $b_1^t$ .*

### 5.6.7. Tasa fija con distorsión

Si se deseara una tasa fija para la información de realimentación, y además se tolera la posibilidad de cierta distorsión en los datos, se puede fijar el número de bits por *bin* a 2 y aprovechar estos dos bits de la mejor forma posible. Este sistema obtiene un 33 % de reducción (con respecto a 3 que sería el número de bits por *bin* necesario para enviar la información sin codificar ni comprimir en el sistema utilizado en el ejemplo). La correcta utilización de estos 2 bits podría ser la siguiente:

- 00:  $b_m^t = b_m^{t-1}$ .
- 01:  $b_m^t > b_m^{t-1}$  por lo tanto  $b_m^t = b_m^{t-1} + 1$
- 10:  $b_m^t = b_m^{t-1} - 1$
- 11:  $b_m^t < b_m^{t-1} - 1$  por lo tanto  $b_m^t = b_m^{t-1} - 2$

Se utilizan dos bits para indicar que es necesario reducir el número de bits en el *bin*, porque el efecto de utilizar una modulación superior a la máxima permitida es mayor que el efecto de utilizar una modulación menor a la máxima permitida.

En todos los esquemas anteriores, la tasa efectiva de información obtenida es la misma (lo que varía es el número de bits por *bin*), puesto que la información se envía sin ningún tipo de distorsión. Por ese motivo en los resultados se evalúa precisamente el número medio de bits por *bin*. Sin embargo, en este esquema, lo que permanece constante es el número de bits por *bin* (2), sin embargo, las prestaciones del sistema se verán reducidas por el hecho de permitir la distorsión en los datos de realimentación enviados. Por este motivo lo que se evaluará será precisamente el caudal resultante en el sistema (*throughput* en la literatura anglosajona).

#### 5.6.8. Esquemas conmutados

Todos los esquemas propuestos anteriormente, excepto el que permite distorsión, tienen el inconveniente de que podrían llegar a requerir más bits que la transmisión sin codificar para determinadas tramas. Por este motivo, se propone mejorar todos los algoritmos anteriores introduciendo una pequeña variación. Para cada trama, se evalúa si el hecho de codificar va a suponer una compresión. En caso afirmativo se transmite codificado, y en caso contrario se envía la información sin codificar. En caso de que ambas transmisiones coincidan en número de bits, se envía sin codificar. Utilizando esta pequeña variación, se consigue que los esquemas funcionen siempre, al menos, como el caso sin codificar, y en la mayoría de los casos, como se demostrará en los resultados obtenidos, mejor.

#### 5.6.9. Discusión de resultados

Una vez descritos los diferentes esquemas, se presentan a continuación los resultados obtenidos para los diferentes algoritmos. De nuevo, se ha utilizado el método de Monte Carlo para la realización de las simulaciones. Los escenarios elegidos han sido los canales UMTS Peatón tipo

A y UMTS vehículo tipo A [UMT, 2000]. El sistema sobre el que se han probado es la propuesta del enlace descendente en [Sternad et al., 2003], que, como ya se mencionó en el primer capítulo, divide el ancho de banda total, de 500 MHz en 25 sub-bandas, denominados *bins*, cada uno compuesto por 20 sub-portadoras durante 6 símbolos.

### 5.6.9.1. Algoritmos de compresión

Para el diseño de los códigos *Huffman* adecuados a cada uno de los esquemas planteados, se han analizado los estadísticos del canal en función del algoritmo. Indicar que los códigos diseñados se basan en los estadísticos obtenidos para todo el rango de relaciones señal a ruido y para las distintas frecuencias Doppler en ambos canales: UMTS Vehículo tipo A y Peatón tipo A. De esta forma, los códigos obtenidos son genéricos para todo el espectro de utilización. Por supuesto se obtendrían mejores resultados si se diseñasen los códigos para cada desplazamiento Doppler y cada relación señal a ruido, sin embargo, esto sería muy complejo de implementar, porque el terminal y la estación base deberían conocer en todo momento tanto la velocidad del equipo así como la relación señal a ruido, para poder utilizar así la combinación de códigos adecuada.

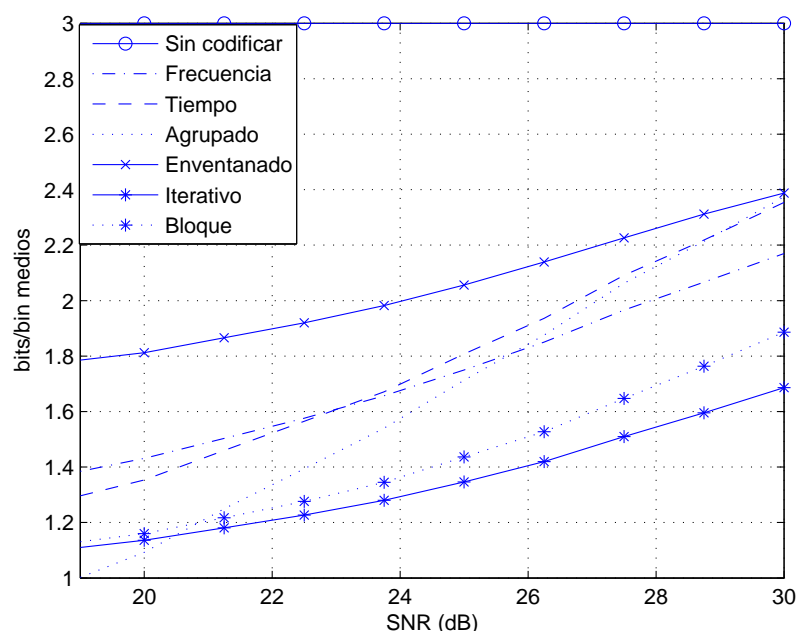


Figura 5.24: *Comparativa para canal Vehículo tipo A a 50 Km/h*

En primer lugar, en las figuras 5.24 y 5.25 se muestran los resultados de los diferentes algoritmos para el canal UMTS Vehículo tipo A para velocidades del terminal de 50 km/h y 120 km/h respectivamente. Ambas son muy similares, lo que demuestra que los diferentes algoritmos son estables con la velocidad, lo cual es importante. Quizás los algoritmos que sólo utilizan la correlación en tiempo o en frecuencia son un poco más sensibles.

También en estas figuras se puede apreciar claramente que el hecho de utilizar cualquiera de los algoritmos propuestos reduce sensiblemente la cantidad de información a realimentar. Como mínimo se reduce en un tercio esta información, lo cual es una mejora significativa.

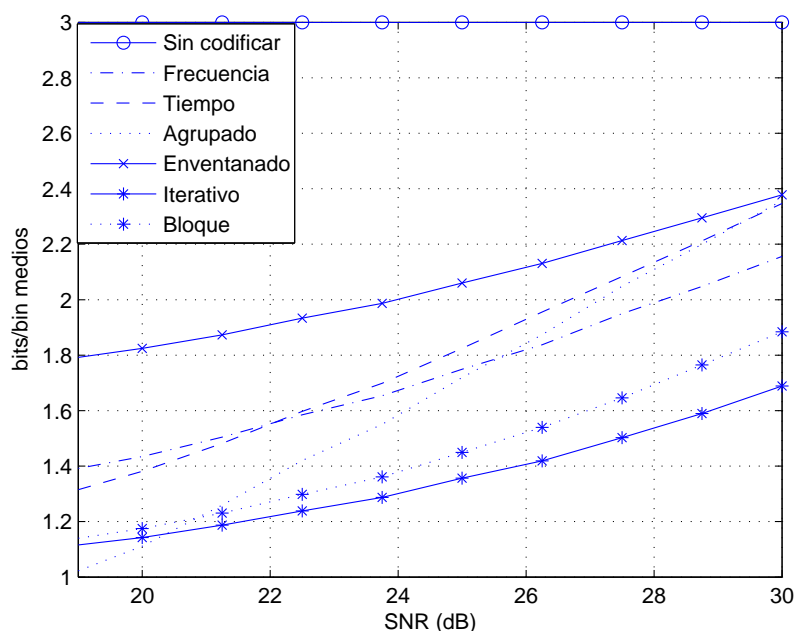


Figura 5.25: *Comparativa para canal Vehículo tipo A a 120 Km/h*

Como se puede apreciar claramente, los esquemas que utilizan tanto la correlación temporal como la correlación en frecuencia funcionan bastante mejor que aquellos que sólo utilizan una de las dos. De hecho, utilizando estos algoritmos, a unas relaciones señal a ruido razonables, en torno a 20 - 25 dB, se reduce a la mitad la cantidad de información a realimentar. No obstante, el algoritmo iterativo ofrece siempre mejores prestaciones que el algoritmo bloque. El motivo puede ser que, mientras el esquema bloque utiliza la información de modulaciones adyacentes, lo hace sólo de la trama anterior, mientras que el iterativo utiliza también información de la trama actual, y por tanto quizás ofrezca mejores resultados, dependiendo de la variabilidad del canal

(directamente relacionado con la velocidad del terminal por efecto del desplazamiento Doppler).

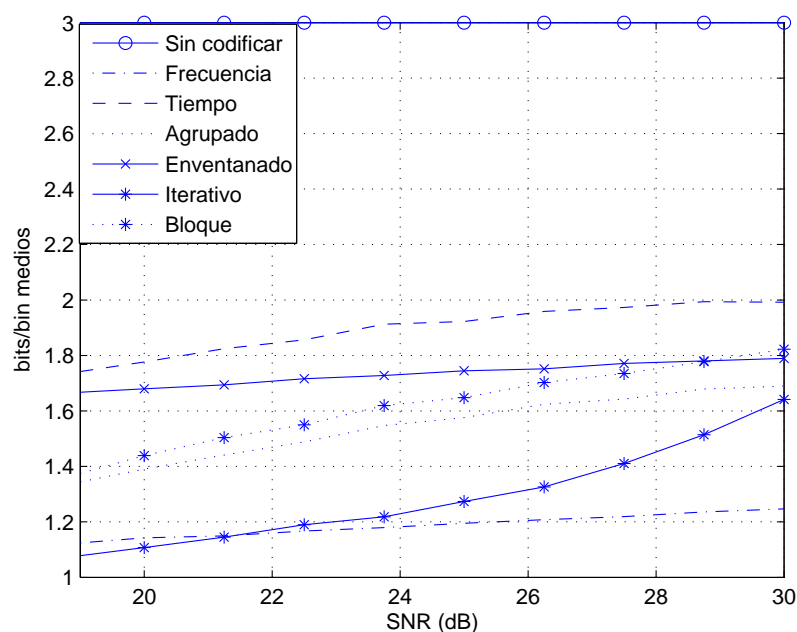


Figura 5.26: *Comparativa para canal Peatón tipo A a 5 Km/h*

Por otro lado, también se puede observar en las figuras 5.24 y 5.25 que, tanto los esquemas con enventanado adaptativo así como agrupado no funcionan mejor que las versiones simples de los esquemas temporal y frecuencial. En el primer caso es debido a la necesidad de transmitir el tamaño de la ventana, y en el segundo, a la cantidad de secuencias que existen y deben ser codificadas. Aunque éstas aparezcan con baja probabilidad, cada vez que aparecen son codificadas con un elevado número de bits, lo que degrada las prestaciones.

Otro hecho interesante es ver que a medida que aumenta la relación señal a ruido, la reducción obtenida con la compresión va disminuyendo poco a poco. Esto es debido a que los códigos se han diseñado para que ofrezcan los mejores resultados durante todo el rango de relaciones SNR y frecuencias Doppler, para obtener unos códigos genéricos. A medida que la relación señal a ruido aumenta, habrá más diversidad de combinaciones entre los diferentes *bins* y las modulaciones disponibles<sup>25</sup>, y por eso, al existir menor redundancia, los resultados son un

<sup>25</sup>Nótese que para los *bins* con un desvanecimiento muy profundo, por muy elevada que sea la relación señal a ruido, se utilizará la modulación BPSK, mientras que en el resto ésta podrá ser más variada. Cuando la relación señal a ruido es baja, las modulaciones tanto en los *bins* muy desvanecidos como en el resto será muy similar.

poco peores.

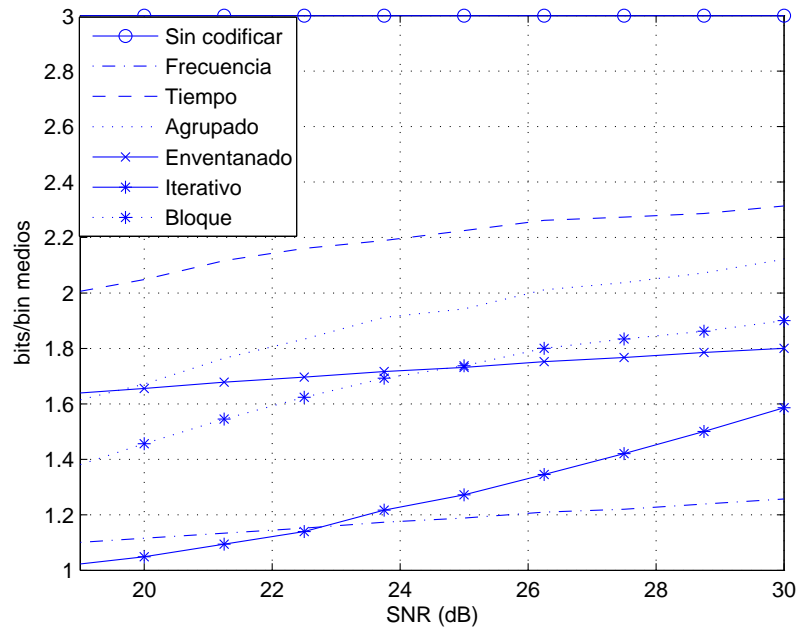


Figura 5.27: *Comparativa para canal Peatón tipo A a 10 Km/h*

Lo mismo sucede para el caso del canal UMTS Peatón tipo A. En las figuras 5.26 y 5.27. La razón de que la compresión sea menor en los canales con mayor ancho de banda y tiempo de coherencia del canal, como el canal UMTS Peatón tipo A, es que los códigos utilizados han sido diseñados para cubrir, como ya se comentó, el rango completo de operación, tanto en canales UMTS Vehículo tipo A como Peatón tipo A.

De hecho, como el canal UMTS Peatón tipo A tiene un gran ancho de banda de coherencia y poca velocidad de terminal, el algoritmo que simplemente utiliza la correlación en frecuencia ofrece los mejores resultados de todos, incluso por encima del algoritmo iterativo que era el que mejores prestaciones presentaba en canales más selectivos en frecuencia. No obstante, el algoritmo iterativo sigue ofreciendo unas muy buenas prestaciones.

En cualquier caso, para el canal UMTS Vehículo tipo A, los algoritmo iterativo y bloque están muy por debajo de los dos bits por *bin* (que sería el número de bits que se obtendrían para tasa fija). Y para el canal UMTS Peatón tipo A, tanto el algoritmo iterativo como el de frecuencia se encuentran por debajo de estos dos bits también.



Tomando estos resultados, junto con los anteriores acerca de la realimentación verosímil, concluimos que es posible obtener reducciones de entre tres y seis veces la cantidad de información (en media cuatro veces). Esto permite, de forma simple el aumento hasta en seis veces del número de usuarios en el sistema, utilizando el mismo ancho de banda anterior, por el simple hecho de comprimir la información y enviarla de forma oportuna.

Por otro lado, y aunque no es el propósito de esta Tesis, se comentará brevemente su extensión a sistemas MIMO. En este tipo de sistemas, cada terminal debe realimentar la información hacia el transmisor de cada una de las antenas, es decir, la cantidad de datos a realimentar es mucho mayor. Gracias a los resultados obtenidos en este apartado, permitiría fácilmente hacer que cada terminal pudiera utilizar cuatro antenas, utilizando el mismo ancho de banda que un sistema SISO en el que no se comprimiera la información (estado del arte actual). No obstante, se puede diseñar un algoritmo similar al iterativo o al bloque, que utilice también la correlación existente entre las diferentes antenas de un mismo terminal, y por tanto, enviar de forma conjunta los datos de todas las antenas en lugar de individualmente, obteniéndose así todavía mayores reducciones.

### 5.6.9.2. Tasa fija con distorsión

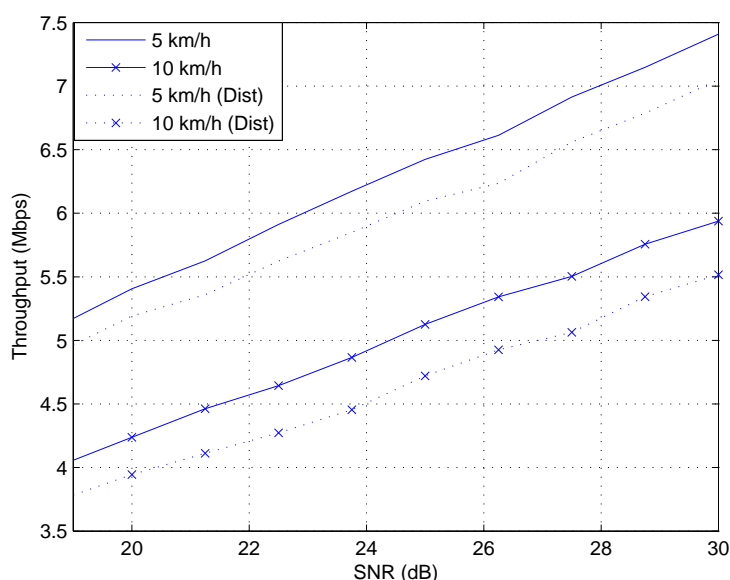


Figura 5.28: *Comparativa de Throughput en canal UMTS Peatón tipo A, permitiendo distorsión*

Por último, se presentan en este apartado los resultados obtenidos permitiendo cierta distorsión en los datos de realimentación. Como se comentó, el criterio para comparar será la tasa de transmisión efectiva (*Throughput*) media. Recordemos que los otros algoritmos obtenían una probabilidad de error fijada de antemano por el algoritmo de *bit-loading*.

Como se puede ver en las figuras 5.28 y 5.29, para canales UMTS Peatón y Vehículo respectivamente, las tasas efectivas de transmisión son menores cuando se utiliza un número fijo de bits para la realimentación de la la información, y por tanto, existe cierta distorsión en los datos. Se pueden apreciar unas pérdidas de entre 2 y 3 dB en relación señal a ruido media.

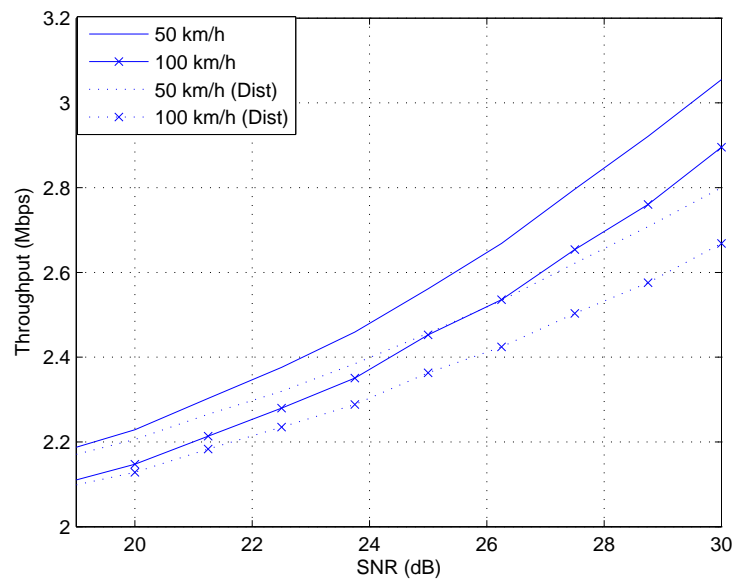


Figura 5.29: *Comparativa de Throughput en canal UMTS Vehículo tipo A, permitiendo distorsión*

No obstante, la ventaja del sistema es que ofrece una tasa de realimentación fija, lo que puede resultar muy interesante a la hora de diseñar un sistema. Se tendrá que valorar entonces si se prefiere complicar un poco más el sistema a cambio de obtener mayores reducciones en la cantidad de información de realimentación, o por el contrario, se quiere disponer de un sistema sencillo de señalizar (una tasa fija es más sencilla de ubicar que una tasa variable) a costa de perder generalmente en compresión de la información.

## 5.7. Conclusiones

A lo largo de este capítulo se han abordado diversos aspectos relacionados con la modulación adaptativa y su implementación en sistemas reales, a continuación se extraen las principales conclusiones obtenidas.

En primer lugar, los resultados prácticos obtenidos al principio de este capítulo nos dan idea de cuándo es recomendable, y merece la pena incrementar la complejidad de un sistema de comunicaciones con el uso de técnicas avanzadas como es la modulación adaptativa, dependiendo de la velocidad de transmisión del terminal. En este sentido, se ha podido comprobar cómo, para terminales de baja velocidad de transmisión, el hecho de utilizar modulación adaptativa no produce beneficios significativos y desde luego, no compensan la complejidad que es necesario introducir para obtenerlos. Por otra parte, a medida que la demanda de mayores velocidades de transmisión aumenta, el uso de este tipo de técnicas ofrece mejoras muy significativas, y por tanto, es conveniente su utilización aunque por ello sea necesario incrementar el grado de complejidad de los equipos.

Estos resultados son muy interesantes a la hora de diseñar las nuevas redes de comunicaciones, en las que, cada vez más, existe una integración de un mayor número de terminales diferentes (las redes cada vez son más heterogéneas). Por este motivo, estas nuevas redes deberán ser capaces de manejar dispositivos avanzados con técnicas como la modulación adaptativa, MIMO o *beamforming*, pero también se deberá reservar espacio para terminales más simples (como sensores, etc) que, necesitando una menor velocidad de transmisión, utilicen esquemas de modulación tradicionales, sin aplicar técnicas avanzadas. De esta forma, se estará optimizando también el precio de todos los equipos en la red.

También en este capítulo se ha analizado, desde un punto de vista teórico, el efecto que, sobre la capacidad, tienen los errores en la estimación de canal. De este análisis se han obtenido varias cotas superiores para esta capacidad, que hasta el momento se obtenían por medio de simulaciones. Una vez validadas estas cotas con simulaciones, se ha observado que, a medida que aumenta la relación señal a ruido, las pérdidas en capacidad son mayores. Esto es debido a que, para relaciones señal a ruido bajas, el efecto predominante está dirigido por el ruido, mientras que para relaciones altas, el principal efecto es precisamente los errores en la estimación. Aunque las

cotas obtenidas son precisamente eso, cotas, éstas se ajustan de forma extremadamente fiel a las simulaciones, y pueden ser, por tanto, utilizadas como la propia capacidad en presencia de errores.

Además, teniendo en cuenta los métodos para la estimación de canal actuales, que garantizan un error en la estimación razonablemente pequeño, se puede concluir, a la vista de las cotas obtenidas, que utilizando estos métodos para la estimación de canal, es posible la utilización de técnicas de modulación adaptativa sin perder demasiado (en torno al 10 %) en capacidad por causa de estos errores. No obstante, es muy interesante el continuar mejorando estos algoritmos para conseguir reducir aún más estas pérdidas, especialmente a relaciones señal a ruido elevadas.

Por último, aunque no por ello menos importante, se han diseñado algoritmos para la compresión eficiente de la información de realimentación, necesaria para implementar la mayoría de las técnicas de modulación adaptativa avanzada que existen actualmente. Utilizando estos algoritmos, que se basan en acondicionar los datos de realimentación, inicialmente casi equiprobables, de forma adecuada para que puedan obtenerse ganancias de compresión utilizando codificación *Huffman* se consiguen ganancias de compresión en torno al 50 %. Para ello, se hace uso de la correlación que existe tanto en tiempo como en frecuencia de este tipo de información, obteniéndose importantes reducciones.

Además, también se ha propuesto y estudiado, lo que se ha denominado realimentación verosímil, es decir, un terminal sólo realimenta su información si es verosímil que el planificador le seleccione para transmitir. Esto se hace basándose en las propiedades de los canales móviles (véanse las figuras 5.17 y 5.18). De este modo, junto con la compresión de la información, se consigue reducir a más de cuatro veces la cantidad de información a realimentar, con el consiguiente ahorro de ancho de banda (esto permite, *grosso modo*, aumentar en cuatro veces el número de terminales en una red determinada). Este ahorro es muy importante en sistemas en los que existan muchos usuarios activos al mismo tiempo, como pueden ser redes de área local o redes celulares, y/o en los sistemas MIMO, en los que cada usuario debe realimentar esta información para cada una de las antenas utilizadas.

A modo de resumen, gracias a los resultados obtenidos en este capítulo, se ha reducido considerablemente la complejidad en la implementación de sistemas avanzados para futuras generaciones móviles, dado que se ha visto que no es necesario incrementar la complejidad de

los terminales de baja tasa de transmisión, además, se ha demostrado que, con las técnicas actuales para la estimación de canal, las pérdidas en capacidad son razonables, y en cualquier caso, la utilización de modulación adaptativa es una alternativa no sólo viable, sino más que recomendable. Además, y gracias a la realimentación verosímil y la compresión de la información, la implementación de este tipo de técnicas avanzadas, y no sólo la modulación adaptativa, están más cerca de poder ser utilizadas en los sistemas de comunicaciones futuros.



## Capítulo 6

# Conclusiones

En este capítulo se presentan las conclusiones generales que se pueden extraer de los trabajos realizados en esta Tesis Doctoral, así como las líneas futuras de investigación que se dejan abiertas. En algunas de ellas ya se ha comenzado a trabajar.

### 6.1. Conclusiones generales

En esta Tesis se aportan soluciones, haciendo énfasis en aspectos principalmente prácticos, para el diseño de las futuras redes inalámbricas de comunicaciones en las que se utilice la tecnología OFDMA.

Desde el punto de vista de la implementación, a la vista de los resultados y algoritmos presentados en esta Tesis, se puede concluir que, la utilización de técnicas avanzadas de comunicaciones en OFDM, como puede ser la modulación adaptativa fina: adaptación de sub-banda o sub-portadora, se aproximan a la fase de implementación para lograr los resultados predichos por la teoría, una vez se van resolviendo los problemas iniciales.

Se ha estudiado la necesidad de realizar un seguimiento del desplazamiento de frecuencia, especialmente cuando la transmisión es de cierta duración, debido a la rotación que se produce en los datos por el desplazamiento de frecuencia residual que existe. Y se ha propuesto un algoritmo para realizar este seguimiento de forma sencilla y eficiente, utilizando las sub-portadoras piloto, obteniéndose mejoras significativas, incluso aunque el número de éstas fuera reducido.

Se ha comprobado cómo, más importante que la precisión con la que se realiza la estimación del desplazamiento residual, es la tasa de actualización de esta desviación residual. Lo que ha motivado la modificación del algoritmo inicial para obtener una versión iterativa del mismo, que ofrece mejores prestaciones sin incrementar demasiado la complejidad del sistema.

Por otro lado, se ha diseñado un procedimiento por el cual se reduce el problema de la sincronización multi-usuario en redes *ad-hoc* basadas en OFDMA, a uno ampliamente estudiado como es el mono-usuario en OFDM. Esto permite la re-utilización de todas las técnicas existentes en la literatura para resolver este problema. También se propone la utilización conjunta de dos de estas técnicas para un sistema concreto.

Se ha demostrado que el procedimiento para la sincronización propuesto, no solamente es simple y eficiente, sino que además, no es necesario que el terminal que asuma el rol del líder tenga que utilizar mucha más energía para llevar a cabo la función de sincronización que la que utilizaría si no fuera el líder. No obstante, adicionalmente se propone una versión distribuida del líder para hacer que este gasto de potencia sea uniforme en todos los terminales de la red, es decir, se distribuya el consumo de energía debido a las tareas relativas a la sincronización entre todos. Ambos procedimientos ofrecen soluciones de fácil implementación en sistemas reales, y se presentan como una alternativa para la sincronización multi-usuario en entornos *ad-hoc*.

Siguiendo en la línea de la implementación de sistemas multi-usuario, se ha estudiado en qué ocasiones merece la pena la utilización de técnicas avanzadas como la modulación adaptativa fina, y en cuáles las mejoras obtenidas no justifican su uso, llegándose a la conclusión de que, para terminales de baja velocidad de transmisión, las mejoras introducidas por el uso de la adaptación de sub-portadora no son muy significativas, y por tanto, no merece la pena incrementar la complejidad del sistema, mientras que para terminales de alta tasa es más que recomendable su uso. Esto nos lleva a otra conclusión importante a la hora de diseñar las redes, la necesidad de la coexistencia en una misma red de terminales avanzados (entendiéndose por avanzados que utilizan técnicas como modulación adaptativa, MIMO ...), pero también terminales más simples. De esta forma, se optimizarán, no sólo los recursos radio, sino además, gracias a esta división de terminales avanzados y simples, el coste de la redes.



Por otro lado, uno de los problemas a la hora de decidirse a implementar la modulación adaptativa, es el hecho de estimar y predecir el canal, para adecuar la modulación a éste de forma satisfactoria y obtener así las ventajas que la modulación adaptativa nos ofrece. En esta Tesis se ha analizado teóricamente el efecto que, sobre la capacidad del sistema, tienen los errores en la estimación de canal. Se han obtenido unas cotas superiores que aproximan de forma muy precisa este efecto. Gracias a estas cotas, se puede concluir que este efecto no es muy importante para el error que se alcanza con los actuales algoritmos de estimación de canal, y por tanto, desde el punto de vista de la implementación, se puede concluir que es viable la utilización de este tipo de técnicas para mejorar los sistemas. No obstante, también se ha visto cómo, para relaciones señal a ruido elevadas, el efecto de los errores de estimación es más acusado, y por tanto, es necesario seguir mejorando estos algoritmos de estimación de canal si se quiere obtener toda la capacidad del sistema para relaciones señal a ruido elevadas.

Adicionalmente, a la hora de la implementación de la modulación adaptativa, especialmente cuanto más fina sea ésta, se encuentra la necesidad de la realimentación de la información. Salvo en los sistemas TDD, en los sistemas FDD (la inmensa mayoría de los sistemas desplegados actualmente, así como en vías de estandarización), la información de la estimación de canal y de la modulación óptima para adaptarse a las condiciones de ese canal se encuentra disponible en el receptor, y ésta ha de ser enviada al transmisor para que pueda utilizarla adecuadamente.

En los sistemas OFDM y OFDMA, la granularidad con la que se puede realizar esta adaptación es muy elevada, y por tanto pueden obtenerse adaptaciones extremadamente fieles. Sin embargo, a medida que se hace más fina la adaptación, p.e. adaptación de sub-portadora, la cantidad de información a realimentar va aumentando. Además, esta información en canales móviles varía rápidamente en el tiempo. Esto hace que este tipo de sistemas sea complicado de implementar o poco eficiente por la pérdida de ancho de banda necesario para la realimentación. En esta Tesis se ha mostrado cómo es posible reducir la cantidad de información necesaria para ser realimentada, así como formas para comprimirla, obteniéndose reducciones en más de cuatro veces las tasas originales. Gracias a estos resultados, la implementación física de este tipo de sistemas se hace posible.

Es importante destacar que estos resultados no sólo posibilitan la implementación de sistemas en los que se utilice la modulación adaptativa, sino que además tienen aplicación en otro tipo

de técnicas avanzadas como son las técnicas MIMO o de conformado de haz, en los que también es preciso realimentar información hacia el transmisor.

A modo de resumen, se pueden extraer como principales conclusiones las siguientes:

- Se ha puesto de manifiesto la posibilidad de extender de forma sencilla y eficiente (tanto a nivel de tasa de información, como de gasto en potencia), los algoritmos de sincronización mono-usuario al caso multi-usuario, por medio del procedimiento del líder, lo que facilita la implementación de sistemas OFDMA de redes futuras.
- El uso de técnicas avanzadas, como es la modulación adaptativa, es una alternativa recomendable y además viable desde el punto de vista técnico, lo que contribuye a la mejora en capacidad de los sistemas futuros inalámbricos.

## 6.2. Líneas futuras de investigación

Para finalizar este capítulo, a continuación, se enunciarán brevemente algunas de las líneas de investigación que se abren a partir de esta Tesis. Varias de estas líneas ya se han comenzado a explorar.

- ***Utilizar teoría de juegos para sincronización multi-usuario y bit-loading en redes ad-hoc:*** de unos años a esta parte, cada vez son más los problemas en comunicaciones que se abordan desde el punto de vista de la teoría de juegos. Tanto la sincronización multi-usuario como el *bit-loading* [Yu & Cioffi, 2000] en entornos distribuidos, se pueden enfocar desde este punto de vista, considerando cada uno de los terminales que quiere sincronizarse como un participante en un juego cuyas reglas son conocidas por todos, y cuyos movimientos (solicitud de sincronización, ...) afectan de alguna forma al resto de terminales involucrados. La misma situación se puede argumentar para el caso de compartir recursos de forma óptima en entornos distribuidos: cuando un equipo adquiere ciertos recursos, dejan de estar disponibles para el resto de usuarios.
- ***Extender algoritmos de compresión para el caso MIMO:*** los algoritmos descritos en el apartado 5.6 se basan en la eliminación de información redundante tanto en tiempo como en frecuencia, para condicionar de forma adecuada la información a realimentar y obtener de esta forma ganancias de compresión. Del mismo modo, se puede analizar la redundancia existente en las dimensiones de tiempo y de frecuencia con respecto a cada una de las antenas, y extender así los algoritmos anteriores para el caso en el que se utilicen varias antenas en transmisión y recepción.
- ***Adaptación de la codificación Huffman:*** como se ha mencionado en la Tesis, los códigos *Huffman* que se utilizan han sido diseñados teniendo en cuenta los estadísticos de canal para el rango de valores completo (tanto velocidades de terminal como relaciones señal a ruido). Sin embargo, optimizando los códigos para cada situación en concreto es previsible que se obtengan mejores resultados. Así se puede utilizar una SVM (Máquina de vectores soporte - *Support Vector Machine*) como clasificador para determinar en función del factor de compresión obtenido así como de una estimación de la relación señal a ruido, en qué escenario se encuentra el terminal y ajustar los códigos al entorno.

- ***Utilizar códigos aritméticos en lugar de Huffman:*** en esta Tesis se ha utilizado la codificación *Huffman* para comprimir la información de realimentación. Existen en la literatura otros códigos, como la codificación aritmética, que también ofrece una gran capacidad de compresión si la información se encuentra bien condicionada. Es por tanto la utilización de estos códigos otra alternativa para la compresión de información de realimentación. Es necesario realizar un estudio para acondicionar adecuadamente los datos. Además, la codificación aritmética, permite una decodificación iterativa y/o de tasa fija, que la hace muy interesante.
- ***Extender el análisis a otros sistemas radio como WiMax o LMDS:*** en esta Tesis se ha estudiado un amplio espectro de comunicaciones inalámbricas, a saber, redes de área personal, de área local y celulares. Otros de los sistemas inalámbricos son los enlaces multi-punto como LMDS (*Local Multipoint Distribution System*). Se puede extender la compresión de información de realimentación para estos entornos, que son menos variantes con el tiempo.
- ***Predicción de la modulación:*** como ya se ha comentado, la estimación y la predicción de canal se realiza en el receptor, y allí es dónde se decide la modulación adecuada para la(s) siguiente(s) trama(s). Del mismo modo, se plantea la posibilidad de predecir la modulación en el transmisor a partir de las modulaciones anteriores. De esta forma, la cantidad de información a realimentar se reduce todavía más. Cuanto más alejado en el tiempo sea capaz de predecir el transmisor, mayor será la reducción. Para esta predicción se plantean la utilización del filtro de Kalman (de forma análoga a como se hace para predecir el canal en [Sternad & Aronsson, 2003], o predictores lineales basados en las densidades de probabilidad de las modulaciones.

## Capítulo 7

# Conclusions (En Inglés)

In this chapter, the general conclusions derived from the work in the Thesis are presented. Also the further work that arises from it is summarised. It should be noted that some further work has been already started.

### 7.1. General Conclusions

This Thesis is focused on practical and implementation-related issues for the design and development of the new wireless networks using OFDMA technology.

From the point of view of the implementation, taking the algorithms and results in this Thesis it can be concluded that advanced techniques as fine adaptive modulation (sub-band or sub-carrier adaptation) are close to be implemented in physical systems and obtain the benefits that are promised in the theoretical proposals.

In the Thesis the need of a frequency offset tracking when the transmission is long in time due to the rotation caused by the residual frequency offset is analysed and an algorithm for performing this tracking is also proposed. The algorithm is efficient and easy to implement and uses the pilot sub-carriers scattered in OFDM symbols. The performance of the algorithm is reasonable even when the number of pilot sub-carriers is small (as usual in standards due to the loss in efficiency when increasing the number of pilot sub-carriers). It has been shown that more important than how good the residual frequency offset estimation is performed is how often the data are corrected and therefore an iterative version of the algorithm is proposed in order to get better performance.

Besides, a procedure for reducing the multi-user synchronization problem of OFDMA systems in *ad-hoc* environments to the single-user OFDM case has been designed. By using this procedure called *leader procedure* all the already existing techniques in the literature for single-user OFDM scenario can be re-used.

It has been shown that the proposed algorithm in the Thesis is not only efficient and simple but also does not need an extra power consumption for the terminal that assumes the rol of the leader, i.e. the leader expends no much more power than other terminal. Additionally, a distributed leader procedure is also proposed in order to share out equally the power consumption. Both solutions offer good trade-offs in local networks and can be easily implemented being one alternative for the multi-user synchronization in *ad-hoc* networks.

Also from the multi-user implementation point of view, an analysis on when the use of Adaptive Modulation is worth depending on the rate requirements is carried out. It has been shown that for low data rate terminals it is not worth the increase in complexity needed in order to handle the Adaptive Modulation (it should be noted that these low data rate devices are usually very simple) taking into account the gains or benefits obtained by the use of Adaptive Modulation, whereas for high data rate devices, their use is more than advisable (also these terminals are more powerful and they can perform advanced operations). An interesting conclusion is derived from the previous one. It is important to design the new networks in an heterogeneous way in order to cope with these different terminals (advanced using Adaptive Modulation, MIMO ... and simple ones). In this way, we are optimizing not only the radio resources but also the network costs.

Besides, another implementation issue when Adaptive Modulation is being considered is the necessity of a feedback information to the transmitter in order to take advantage of the system capacity. From this point of view, since the channel state information can only be estimated, in this Thesis a theoretical analysis on how errors in channel estimation affect the capacity is given and several upper-bounds, one of them very tight, are obtained. By using these upper-bounds it is possible to measure the loss in ergodic capacity and a conclusion that can be extracted is that actual channel estimation algorithms are good enough for the Adaptive Modulation, however at high signal to noise ratio it is suggested that these algorithms should be improved if the capacity is to be achieved.

Additionally, as it has been mentioned before, some information has to be fed back to the transmitter in FDD systems (the majority of wireless standards are FDD). This information about the best modulation in every sub-band or sub-carrier can be highly rate-demanding depending on the granularity of the adaptation and the variability of the channel. In this Thesis several algorithms for reducing and compressing this information are provided and analysed. By using them reductions of more than four times can be achieved and therefore the real implementation is closer.

It should be noted that those results not only simplify the implementation of the Adaptive Modulation but also can be applied to other advanced techniques such as MIMO or beamforming where a feedback information is also needed.

Summarising, the main conclusions of this Thesis are the following:

- The re-use of all the already existing techniques for the single-user OFDM synchronization to the multi-user OFDMA in an easy way (either in information rate and in power consumption) is possible by using the *leader procedure* simplifying the implementation of future networks based on OFDMA.
- The use of advanced techniques as Adaptive Modulation is an alternative suitable and feasible from a technical point of view, which contributes to improving the system capacity in future networks.

## 7.2. Further work

In the following the further work from this Thesis will be briefly summarised. Some of the work has been already started.

- ***The use of game theory for multi-user synchronization and bit-loading in ad-hoc environments:*** nowadays, the number of communications problems that are solved by using game theory is increasing. Both multi-user synchronization and distributed bit-loading [Yu & Cioffi, 2000] can be tackled by using this tool since there are an scenario and rules known for all the players (devices) and actions taken from one player can affect the others.
- ***The extension of the compressing algorithms for the MIMO scenario:*** algorithms in section 5.6 are based on the redundancy of feedback information in time and in frequency. The same can be applied for the new dimension (space) in MIMO systems and it is possible to extend the developed algorithms in order to take advantage of this additional redundancy.
- ***Adaptive Huffman Coding:*** as it has been mentioned in the Thesis, *Huffman* codes have been designed for the whole operation range (either in terminal speed and signal to noise ratio). However, if codes are optimised for each scenario better compression rates can be obtained. A SVM (*Support Vector Machine*) can be used as a classifier in order to select in which scenario the terminal is based on the instantaneous compression rate and a signal to noise ratio estimation and therefore adjust codes to it.
- ***The use of arithmetic codes instead of Huffman codes:*** in this Thesis *Huffman* codes have been used. There are other codes in the literature as arithmetic codes that offer great performance too if the information is well conditioned. Therefore, an alternative to *Huffman* codes can be the use of these arithmetic codes. Besides the iterative way of decoding of these codes makes them very suited.
- ***The extension of the analysis to other mobile systems as LMDS or WiMax:*** the Thesis covers a wide spectrum of wireless communications however there are still other systems that can be analysed such as LMDS (Local Multipoint Distribution System) or WiMax.



- ***The prediction of the modulation:*** as it has been mentioned before, the prediction of the channel and therefore the modulation is performed at the receiver. In a similar way it could be performed at the transmitter and therefore larger reductions in feedback information would be achieved. The longer the prediction in time can be the less feedback information is needed. For this prediction the Kalman filter or a linear predictor based on modulation statistics can be used.



## Apéndice A

# Desarrollo de las fórmulas de capacidad

En este anexo se presenta la derivación de las fórmulas referentes a la capacidad utilizadas en la sección 5.5.

### A.1. Derivación de la fórmula de la capacidad media

El problema era resolver la siguiente integral:

$$\begin{aligned} E\{\hat{C}\} &= E \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{|H + \eta|^2}{|\eta|^2 + 1/\bar{\gamma}} \right) \right\} \\ &= E \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{|H|^2 + |\eta|^2 + 2\text{Re}\{H\eta^*\}}{|\eta|^2 + 1/\bar{\gamma}} \right) \right\} \approx E \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{|H|^2 + |\eta|^2}{|\eta|^2 + 1/\bar{\gamma}} \right) \right\} \\ &= \frac{1}{st} \int_0^\infty \int_0^\infty \log_2 \left( 1 + \frac{r + \eta}{\eta + 1/\bar{\gamma}} \right) \exp \left( \frac{-r}{t} \right) \exp \left( \frac{-\eta}{s} \right) dh d\eta \quad (\text{A.1}) \end{aligned}$$

donde  $s = \sigma_\eta^2$ ,  $t = \sigma_r^2$  y  $\bar{\gamma}$  es la SNR media. Es una aproximación porque se ha eliminado  $2\text{Re}\{H\eta^*\}$  luego,  $|H|^2$  y  $|\eta|^2$  son distribuciones  $\chi^2$  con 2 grados de libertad cuya distribución es  $\frac{1}{\sigma_r^2} \exp(-r/\sigma_r^2)$  y  $\frac{1}{\sigma_\eta^2} \exp(-\eta/\sigma_\eta^2)$  respectivamente. La integral (A.1) por tanto se podrá expresar como:

$$= \frac{1}{st} \int_0^\infty \exp \left( \frac{-\eta}{s} \right) \int_0^\infty \log_2 (1 + \alpha r + \beta) \exp \left( \frac{-r}{t} \right) dh d\eta \quad (\text{A.2})$$

con  $\alpha = \frac{1}{\eta + 1/\bar{\gamma}}$  y  $\beta = \frac{\eta}{\eta + 1/\bar{\gamma}}$ .

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{st \ln 2} \int_0^\infty \exp\left(\frac{-\eta}{s}\right) \left[ t \ln(1 + \beta) + t \exp\left(\frac{1 + \beta}{t\alpha}\right) Ei\left(\frac{1 + \beta}{t\alpha}\right) \right] d\eta \\
&= \frac{1}{s \ln 2} \int_0^\infty \exp\left(\frac{-\eta}{s}\right) \ln(1 + \beta) d\eta + \frac{1}{s \ln 2} \int_0^\infty \exp\left(\frac{-\eta}{s}\right) \exp\left(\frac{1 + \beta}{t\alpha}\right) Ei\left(1, \frac{1 + \beta}{t\alpha}\right) d\eta
\end{aligned} \tag{A.3}$$

donde  $1 + \beta = \frac{2\eta + 1/\bar{\gamma}}{\eta + 1/\bar{\gamma}}$  y  $\frac{1 + \beta}{t\alpha} = \frac{2\eta + 1/\bar{\gamma}}{t}$  y la integral exponencial se define como  $Ei(1, x) = \int_1^\infty \frac{\exp(-xt)}{t} dt = \Gamma(0, x)$ .

La primera integral se puede calcular de la siguiente forma:

$$\begin{aligned}
A &= \frac{1}{s \ln 2} \int_0^\infty \exp\left(\frac{-\eta}{s}\right) \ln\left(\frac{2\eta + 1/\bar{\gamma}}{\eta + 1/\bar{\gamma}}\right) d\eta \\
&= \frac{1}{\ln 2} \left[ \exp\left(\frac{1}{2s\gamma}\right) Ei\left(1, \frac{1}{2s\gamma}\right) - \exp\left(\frac{1}{s\gamma}\right) Ei\left(1, \frac{1}{s\gamma}\right) \right]
\end{aligned} \tag{A.4}$$

Por otra parte, la segunda de las integrales se puede calcular:

$$B = \frac{1}{s \ln 2} \int_0^\infty \exp\left(\frac{-\eta}{s}\right) \exp\left(\frac{2\eta + 1/\bar{\gamma}}{t}\right) Ei\left(1, \frac{2\eta + 1/\bar{\gamma}}{t}\right) d\eta \tag{A.5}$$

integrando por partes

$$u = Ei\left(1, \frac{2\eta + 1/\bar{\gamma}}{t}\right) \quad du = -\frac{2 \exp\left(-\frac{2\eta + 1/\bar{\gamma}}{t}\right)}{2\eta + 1/\bar{\gamma}} d\eta \tag{A.6}$$

$$dv = \exp\left(\frac{-\eta}{s}\right) \exp\left(\frac{2\eta + 1/\bar{\gamma}}{t}\right) d\eta \quad v = \frac{st \exp\left(\frac{-\eta}{s} + \frac{2\eta + 1/\bar{\gamma}}{t}\right)}{2s - t} \tag{A.7}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{s \ln 2} \left( uv - \int v du \right) = \frac{1}{s \ln(2)} \left\{ \left[ \frac{st}{2s - t} \exp\left(\frac{-\eta}{s} + \frac{2\eta + 1/\bar{\gamma}}{t}\right) Ei\left(1, \frac{2\eta + 1/\bar{\gamma}}{t}\right) \right]_0^\infty + \right. \\
&\quad \left. \frac{2so}{2s - t} \int_0^\infty \frac{\exp\left(\frac{-\eta}{s} + \frac{2\eta + 1/\bar{\gamma}}{t}\right) \exp\left(-\frac{2\eta + 1/\bar{\gamma}}{t}\right)}{2\eta + 1/\bar{\gamma}} d\eta \right\} = \\
&\quad \frac{1}{s \ln 2} \left\{ -\frac{st}{2s - t} \exp\left(\frac{1}{t\gamma}\right) Ei\left(1, \frac{1}{t\gamma}\right) + \frac{2so}{2s - t} \int_0^\infty \frac{\exp\left(\frac{-\eta}{s}\right)}{2\eta + 1/\bar{\gamma}} d\eta \right\} = \\
&\quad \frac{1}{s \ln 2} \left\{ -\frac{st}{2s - t} \exp\left(\frac{1}{t\gamma}\right) Ei\left(1, \frac{1}{t\gamma}\right) + \frac{2so}{2s - t} \left[ -\frac{1}{2} \exp\left(\frac{1}{2s\gamma}\right) Ei\left(1, \frac{\eta}{s} + \frac{1}{2s\gamma}\right) \right]_0^\infty \right\} = \\
&\quad \frac{1}{s \ln 2} \left\{ -\frac{st}{2s - t} \exp\left(\frac{1}{t\gamma}\right) Ei\left(1, \frac{1}{t\gamma}\right) + \frac{st}{2s - t} \exp\left(\frac{1}{2s\gamma}\right) Ei\left(1, \frac{1}{2s\gamma}\right) \right\} = \\
&\quad \frac{1}{\ln 2} \left[ -\frac{t}{2s - t} \exp\left(\frac{1}{t\gamma}\right) Ei\left(1, \frac{1}{t\gamma}\right) + \frac{t}{2s - t} \exp\left(\frac{1}{2s\gamma}\right) Ei\left(1, \frac{1}{2s\gamma}\right) \right]
\end{aligned} \tag{A.8}$$

Una vez calculados  $A$  y  $B$ :

$$A = \frac{1}{\ln 2} \left[ \exp \left( \frac{1}{2s\gamma} \right) Ei \left( 1, \frac{1}{2s\gamma} \right) - \exp \left( \frac{1}{s\gamma} \right) Ei \left( 1, \frac{1}{s\gamma} \right) \right] \quad (\text{A.9})$$

$$B = \frac{1}{\ln 2} \left[ -\frac{t}{2s-t} \exp \left( \frac{1}{t\gamma} \right) Ei \left( 1, \frac{1}{t\gamma} \right) + \frac{t}{2s-t} \exp \left( \frac{1}{2s\gamma} \right) Ei \left( 1, \frac{1}{2s\gamma} \right) \right] \quad (\text{A.10})$$

la integral original será:

$$\begin{aligned} E\{\hat{C}\} &= E \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{|H + \eta|^2}{\eta + 1/\bar{\gamma}} \right) \right\} \\ &\approx \frac{1}{st} \int_0^\infty \int_0^\infty \log_2 \left( 1 + \frac{r + \eta}{\eta + 1/\bar{\gamma}} \right) \exp \left( \frac{-r}{t} \right) \exp \left( \frac{-\eta}{s} \right) dh d\eta \\ &= A + B = \frac{1}{\ln 2} \left[ \frac{2s}{2s-t} \exp \left( \frac{1}{2s\gamma} \right) Ei \left( 1, \frac{1}{2s\gamma} \right) - \exp \left( \frac{1}{s\gamma} \right) Ei \left( 1, \frac{1}{s\gamma} \right) \right. \\ &\quad \left. - \frac{t}{2s-t} \exp \left( \frac{1}{s\gamma} \right) Ei \left( 1, \frac{1}{s\gamma} \right) \right] \\ &= \frac{1}{\ln 2} \left[ \frac{2\sigma_\eta^2}{2\sigma_\eta^2 - \sigma_r^2} \exp \left( \frac{1}{2q} \right) Ei \left( 1, \frac{1}{2q} \right) - \exp \left( \frac{1}{q} \right) Ei \left( 1, \frac{1}{q} \right) - \frac{\sigma_r^2}{2\sigma_\eta^2 - \sigma_r^2} \exp \left( \frac{1}{p} \right) Ei \left( 1, \frac{1}{p} \right) \right] \end{aligned} \quad (\text{A.11})$$

donde  $p = \sigma_r^2 \bar{\gamma}$  y  $q = \sigma_\eta^2 \bar{\gamma}$ .

Se puede apreciar una indeterminación cuando  $\sigma_r^2 = 2\sigma_\eta^2$ . Calculando ese límite:

$$\begin{aligned} \lim_{\sigma_r^2 \rightarrow 2\sigma_\eta^2} \frac{1}{\ln 2} &\left[ \frac{2\sigma_\eta^2}{2\sigma_\eta^2 - \sigma_r^2} \exp \left( \frac{1}{2q} \right) Ei \left( 1, \frac{1}{2q} \right) - \exp \left( \frac{1}{q} \right) Ei \left( 1, \frac{1}{q} \right) \right. \\ &\quad \left. - \frac{\sigma_r^2}{2\sigma_\eta^2 - \sigma_r^2} \exp \left( \frac{1}{p} \right) Ei \left( 1, \frac{1}{p} \right) \right] = \\ &\frac{1}{\ln 2} \left\{ 1 - \exp \left( \frac{1}{q} \right) Ei \left( 1, \frac{1}{q} \right) + \frac{2q-1}{2q} \exp \left( \frac{1}{2q} \right) Ei \left( 1, \frac{1}{2q} \right) \right\} \end{aligned} \quad (\text{A.12})$$

## A.2. Derivación de la fórmula de la Capacidad sobreestimada

Ahora debemos calcular:

$$\begin{aligned} E\{\hat{C}^*\} &= E \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{|H + \eta|^2}{1/\bar{\gamma}} \right) \right\} \\ &= E \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{|H|^2 + |\eta|^2 + 2\text{Re}\{H\eta^*\}}{1/\bar{\gamma}} \right) \right\} \approx E \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{|H|^2 + |\eta|^2}{1/\bar{\gamma}} \right) \right\} \end{aligned} \quad (\text{A.13})$$

Como se hizo en el apartado anterior, la integral A.13 se puede expresar como:

$$E \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{|H|^2 + |\eta|^2}{1/\bar{\gamma}} \right) \right\} = \frac{1}{st} \int_0^\infty \exp \left( \frac{-\eta}{s} \right) \int_0^\infty \log_2 (\alpha + \bar{\gamma}r) \exp \left( \frac{-r}{t} \right) dh d\eta \quad (\text{A.14})$$

donde  $\alpha = 1 + \eta\gamma$  y por tanto

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{st \ln 2} \int_0^\infty \exp \left( \frac{-\eta}{s} \right) \left[ -t \exp \left( \frac{-r}{t} \right) \ln(\alpha + \bar{\gamma}r) - t \exp \left( \frac{\alpha}{t\gamma} \right) Ei \left( 1, \frac{r}{t} + \frac{\alpha}{t\gamma} \right) \right]_0^\infty d\eta \\ &= \frac{1}{s \ln 2} \int_0^\infty \exp \left( \frac{-\eta}{s} \right) \ln(1 + \bar{\gamma}\eta) d\eta + \frac{1}{s \ln 2} \int_0^\infty \exp \left( \frac{-\eta}{s} \right) \exp \left( \frac{1 + \bar{\gamma}\eta}{t\gamma} \right) Ei \left( 1, \frac{1 + \bar{\gamma}\eta}{t\gamma} \right) d\eta \end{aligned} \quad (\text{A.15})$$

La primera integral se puede calcular:

$$\begin{aligned} A = \frac{1}{s \ln 2} \int_0^\infty \exp \left( \frac{-\eta}{s} \right) \ln(1 + \bar{\gamma}\eta) d\eta &= \frac{1}{s \ln 2} \left[ -s \exp \left( -\frac{\eta}{s} \right) \ln \left( \frac{1}{\bar{\gamma}} + \eta \right) + s \ln \left( \frac{1}{\bar{\gamma}} \right) \exp \left( -\frac{\eta}{s} \right) \right. \\ &\quad \left. - s \exp \left( \frac{1}{s\gamma} \right) Ei \left( 1, \frac{\eta}{s} + \frac{1}{s\gamma} \right) \right]_0^\infty = \frac{1}{\ln 2} \exp \left( \frac{1}{s\gamma} \right) Ei \left( 1, \frac{1}{s\gamma} \right) \end{aligned} \quad (\text{A.16})$$

Y la segunda:

$$\begin{aligned} B = \frac{1}{s \ln 2} \int_0^\infty \exp \left( \frac{-\eta}{s} \right) \exp \left( \frac{1 + \bar{\gamma}\eta}{t\gamma} \right) Ei \left( 1, \frac{1 + \bar{\gamma}\eta}{t\gamma} \right) d\eta &= \\ \frac{1}{s \ln 2} \int_0^\infty \exp \left( \frac{\bar{\gamma}\eta(s-t) + s}{os\gamma} \right) Ei \left( 1, \frac{1 + \bar{\gamma}\eta}{t\gamma} \right) d\eta \end{aligned} \quad (\text{A.17})$$

Integrando por partes como antes obtenemos:

$$B = \frac{t}{(s-t) \ln 2} \left[ -\exp \left( \frac{1}{t\gamma} \right) Ei \left( 1, \frac{1}{t\gamma} \right) + \exp \left( \frac{1}{s\gamma} \right) Ei \left( 1, \frac{1}{s\gamma} \right) \right] \quad (\text{A.18})$$

Y finalmente,

$$\begin{aligned} E\{\hat{C}^*\} &\approx E \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{|H|^2 + |\eta|^2}{1/\bar{\gamma}} \right) \right\} = A + B = \\ &= \frac{1}{\ln 2} \left[ \frac{s}{s-t} \exp \left( \frac{1}{s\gamma} \right) Ei \left( 1, \frac{1}{s\gamma} \right) - \frac{t}{s-t} \exp \left( \frac{1}{t\gamma} \right) Ei \left( 1, \frac{1}{t\gamma} \right) \right] \\ &= \frac{1}{\ln 2} \left[ \frac{\sigma_\eta^2}{\sigma_\eta^2 - \sigma_r^2} \exp \left( \frac{1}{q} \right) Ei \left( 1, \frac{1}{q} \right) - \frac{\sigma_r^2}{\sigma_\eta^2 - \sigma_r^2} \exp \left( \frac{1}{p} \right) Ei \left( 1, \frac{1}{p} \right) \right] \end{aligned} \quad (\text{A.19})$$

Y el límite cuando  $\sigma_r^2 = \sigma_\eta^2$ :

$$\lim_{\sigma_r^2 \rightarrow \sigma_\eta^2} E\{\hat{C}^*\} = \frac{1}{\ln 2} \left\{ 1 + \frac{q-1}{q} \exp\left(\frac{1}{q}\right) Ei\left(1, \frac{1}{q}\right) \right\} \quad (\text{A.20})$$





## Apéndice B

# Publicaciones

Gran parte de los resultados presentados en esta tesis han sido publicadas en las siguientes revistas y conferencias nacionales e internacionales:

- Víctor P. Gil Jiménez, M<sup>a</sup> Julia Fernández-Getino García, Francisco J. González Serrano, Ana García Armada. *Design and implementation of synchronization and AGC for OFDM-based WLAN receivers*. IEEE trans. on Consumer Electronic. Vol 5(4). pp: 1016-1025. Nov. 2004. [Jiménez et al., 2004b]
- Víctor P. Gil Jiménez, Ana García Armada. *Multi-user synchronization in ad-hoc OFDM-based Wireless Personal Area Networks*. Proc. Wireless Personal Multimedia Communications. WPMC. Aalborg (Denmark). 2005. [Jiménez & Armada, 2005]
- Khalid El Baamrani, Víctor P. Gil Jiménez, Ait Ouahman, Ana García Armada y Said Allaki. *Low-Complexity Multiuser Bit-Loading Algorithm for the Downlink of Wireless Local Area Networks*. Proc. IEEE VTS. Estocolmo (Suecia) [Baamrani et al., 2005]
- Víctor P. Gil Jiménez, Ana García Armada. *Bit-loaded H-OFDM to increase capacity in WLAN/WPAN*. Proc. IEEE VTC Fall. Los Angeles (USA). 2004. [Jiménez & Armada, 2004a]
- Víctor P. Gil Jiménez, M<sup>a</sup> Julia Fernández-Getino García, Ana García Armada, Jose Luis García. *OFDM Channel Estimation, Synchronization and Performance Evaluation for Wireless Personal Communications*. Proc. IST Mobile Summit. Lyon (France). 2004. [Jiménez et al., 2004a]
- Juan Manuel Vázquez Burgos, Belén Castán, Luis Miguel Campoy Cervera, Jaime Lluch, Ana García Armada, María Julia Fernández-Getino García, Francisco González Serrano,

Victor P. Gil Jiménez. *Desarrollo de un interfaz OFDM configurable sobre una plataforma radio genérica*. Proc. Telecom I+D. Madrid. 2003. [Burgos et al., 2003]

- Víctor P. Gil Jiménez, M<sup>a</sup> Julia Fernández-Getino García, Ana García Armada. *Diseño y análisis de parámetros de la capa física del sistema H-OFDM para redes flexibles*. Proc. URSI. La coruña. 2003. [Jiménez et al., 2003]
- Ana García Armada, Víctor P. Gil Jiménez, M<sup>a</sup> Julia Fernández-Getino García, Jose Luis García. *H-OFDM design for Wireless Personal Area Communications*. Proc. IST Mobile Summit. Aveiro (Portugal). 2003. [Armada et al., 2003]
- Víctor P. Gil Jiménez, M<sup>a</sup> Julia Fernández-Getino García, Ana García Armada. *Channel Estimation for Bit-loading in WLAN*. Proc. IEEE ISSPIT. International Symposium on Signal Processing and Information Technologies. Marrakech (Marruecos). 2002. Artículo invitado. [Jiménez et al., 2002b]
- Víctor P. Gil Jiménez, Ana García Armada. *Mejora de la capacidad en redes inalámbricas WLAN y WPAN*. Proc. Telecom I+D. Madrid. 2002. [Jiménez & Armada, 2002]

Además, a la fecha de depósito de la Tesis se encuentran dos publicaciones en preparación:

- Víctor P. Gil Jiménez, Ana García Armada, Mounir Ghogho. *Theoretical Analysis of the Effect of Channel Estimation Errors on the Capacity of OFDM Systems*. IEEE Communications Letters [Jiménez et al., 2005b].
- Víctor P. Gil Jiménez, Ana García Armada, Thomas Eriksson, Arne Svensson. *Reducing Feedback Information for Adaptive Modulation in Wireless Environments*. IEEE trans. on Wireless Communications [Jiménez et al., 2005a].

---

Adicionalmente, se ha trabajado en otros temas muy relacionados con la Tesis, que se han visto reflejados en las siguientes conferencias:

- Ana García Armada, Víctor P. Gil Jiménez, Jacinto Darriba. *Analysis of Phase Noise Effects in Multi-user OFDM*. Proc. IEEE First International Symposium on Control Comm., and Signal Processing (ISCCSP). Túnez (Túnez). 2004. [Armada et al., 2004]
- Ana García Armada, Juan R. de Torre, Víctor P. Gil Jiménez. *Evaluation of different spreading sequences for MC-CDMA in WLAN environments*. 4th International Workshop on Multi-carrier Spread Spectrum. Dresden. (Germany). 2003. [García-Armada et al., 2003]
- Jesús García Arroba, M<sup>a</sup> Julia Fernández-Getino García, Ana García Armada, Víctor P. Gil Jiménez. *Evaluación del método OPS para la reducción de los picos de potencia en señales OFDM*. Proc. URSI. La Coruña. 2003. [García-Arroba et al., 2003]
- Beatriz Bardón Rodríguez, Víctor P. Gil Jiménez, M<sup>a</sup> Mar Olmedilla, Matilde Sánchez Fernández, Ana García Armada. *Discrete Channel Simulation of General Packet Radio Service*. First International Working Conference on Performance Modelling and Evaluation of Heterogeneous Networks (HETNET). Ilkley. (UK). 2003. [Bardón et al., 2003]
- Víctor P. Gil Jiménez, Matilde P. Sánchez Fernández, Ana García Armada. *Study and Implementation for Complementary Golay Codes for PAR reduction in OFDM Signals*. IEEE Mediterranean Electronic Conference. El Cairo (Egypt). 2002. **Artículo finalista en el Student Paper Contest de la región 8 del IEEE**. [Jiménez et al., 2002a]
- Víctor P. Gil Jiménez, Ana García Armada. *Mejora simultánea de las características de potencia y probabilidad de error en señales OFDM mediante códigos Golay Complementarios*. Proc. URSI. Madrid. 2001. [Jiménez & Armada, 2001]
- Ana García Armada, Víctor P. Gil Jiménez, Jose L. García. *Improving Peak-to-Average power Ratio (PAR) and Probability of error in OFDM-based WLAN*. Proc. IST Mobile Summit. Sitges. 2001. [Armada et al., 2001]
- Ana García Armada, Juan R. de Torre, Víctor P. Gil Jiménez. *Esquemas basados en Multiportadora para redes Radio de Área Local (WLAN)*. Proc. URSI. Zaragoza. 2000. [Armada et al., 2000]



# Referencias

- [UMT, 2000] (2000). *Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000*. Technical report, Recommendation ITU-R M.1225.
- [DAB, 2001] (2001). *Digital Audio Broadcasting (DAB): Guidelines and rules for implementation and operation: Part I, II and III*. Technical report, ETSI TR 101 496-1,2,3 V 1.1.1.
- [CAB, 2001] (2001). *SCTE DSS Data-Over-Cable Service Interface Specifications (DOC-SIS) SP RIFv2.0-I01-011231 Radio Frequency Interface 2.0 Specification*. Proposal, [www.cablemodem.com](http://www.cablemodem.com).
- [IEE, 2003] (2003). Multiband OFDM physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a. *IEEE 802.15.3a*.
- [DVB, 2004] (2004). *Digital Video Broadcasting (DVB): Implementation guidelines for DVB terrestrial services: Transmission aspects*. Technical report, ETSI TR 101 190 V.1.2.1.
- [3GPP, 2004] 3GPP (2004). *TS 25.890 High Speed Downlink Packet Access (HSDPA); User Equipment (UE) radio transmission and reception (FDD)*. Technical report, 3GPP.
- [Aguayo-Torres et al., 1999] Aguayo-Torres, M., Entrambasaguas, J., & Baños, F. R. J. (1999). Variable rate DFE-QAM and OFDM systems for maximum capacity in multipath frequency selective fading channels. *Vehicular Technology Conference. VTC 1999*, 1, 263–267.
- [Aguayo-Torres, 2001] Aguayo-Torres, M. C. (2001). *Modulación multiportadora adaptativa para canales selectivos en frecuencia con desvanecimientos*. PhD thesis, Universidad de Malaga.
- [Ai et al., 2004] Ai, B., hua Ge, J., Wang, Y., yong Yang, S., Liu, P., & Liu, G. (2004). Frequency offset estimation for OFDM in wireless communications. *IEEE trans. on Consumer Electronic*, 50(1), 73–77.

- [Alameda-Hernandez et al., 2005] Alameda-Hernandez, E., McLernon, D. C., Orozco-Lugo, A., Lara, M., & Ghogho, M. (2005). Synchronisation for superimposed training based channel estimation. *IEE Electronics Letters*, 41(9), 71–72.
- [Alltop, 1980] Alltop, W. O. (1980). Complex sequences with low periodic correlations (Corresp.). *IEEE trans. on Information Theory*, 26(3), 350–354.
- [Alouini et al., 1999] Alouini, M., Tang, X., & Goldsmith, A. J. (1999). An adaptive modulation scheme for simultaneous voice and data transmission over fading channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 17(5), 837–850.
- [Anderson & Moore, 1979] Anderson, B. D. O. & Moore, J. B. (1979). *Optimal Filtering*. Prentice Hall, 3rd edition.
- [Andradottir, 1996] Andradottir, S. (1996). A global search method for discrete stochastic optimization. *SIAM Journal of Optimization*, 6, 513–530.
- [Andradottir, 1999] Andradottir, S. (1999). Accelerating the convergence of random search methods for discrete stochastic optimization. *ACM Trans. on Modeling and Computer Simulations*, 9(4), 349–380.
- [Andraka, 1998] Andraka, R. (1998). A survey of CORDIC algorithms for FPGAs . *Proc. of the 1998 ACM/SIGDA 6th International Symposium on Field Programmable Gate Arrays*, (pp. 191–200).
- [Arenas, 1998] Arenas, J. M. (1998). *Procédés de synchronisation adaptés aux systèmes à porteuses multiples orthogonales*. PhD thesis, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications. ENST, Paris. France. In english.
- [Arikan & Merhav, 1998] Arikan, E. & Merhav, N. (1998). Joint source-channel coding and guessing with application to sequential decoding. *IEEE trans. on Information Theory*, 44(5), 1756–1769.
- [Armada, 2001a] Armada, A. G. (2001a). A simple multiuser bit loading algorithm for multi-carrier WLAN. In *Proc. IEEE International Conference on Communications. ICC*, volume 4 (pp. 1168–1171).
- [Armada, 2001b] Armada, A. G. (2001b). Understanding the Effects of Phase Noise in Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM). *IEEE Trans. on Broadcasting*, 47(2), 153–159.

- [Armada, 2005] Armada, A. G. (2005). SNR Gap Approximation for M-PSK-based Bit Loading. *IEEE trans. on Wireless Communications*.
- [Armada & Calvo, 1998] Armada, A. G. & Calvo, M. (1998). Phase Noise and Sub-Carrier Spacing Effects on the Performance of an OFDM Communication System. *IEEE Communications Letters*, 2(1), 11–13.
- [Armada et al., 2000] Armada, A. G., de Torre, J. R., & Jiménez, V. P. G. (2000). Esquemas basados en Multiportadora para redes Radio de Área Local (WLAN). *Proc. URSI*.
- [Armada et al., 2004] Armada, A. G., Jiménez, V. P. G., & Darriba, J. (2004). Analysis of Phase Noise Effects in Multi-user OFDM. *Proc. IEEE First International Symposium on Control Communications, and Signal Processing (ISCCSP)*.
- [Armada et al., 2003] Armada, A. G., Jiménez, V. P. G., Fernández-Getino, M. J., & García, J. L. (2003). H-OFDM design for Wireless Personal Area Communications. *Proceedings IST Mobile Summit 2003*.
- [Armada et al., 2001] Armada, A. G., Jiménez, V. P. G., & García, J. (2001). Improving Peak-to-Average Power Ratio (PAR) and Probability of Error in OFDM-based WLAN. *IST Mobile Communications*, (pp. 198–203).
- [Athaudage & Krishnamurthy, 2002] Athaudage, C. R.Ñ. & Krishnamurthy, V. (2002). A low complexity timing and frequency synchronization algorithm for OFDM systems. *Proc. Global Conference on Communications. GLOBECOM*, 1, 244–248.
- [Baamrani et al., 2005] Baamrani, K. E., Jiménez, V. P. G., Ouahman, A., Armada, A. G., & Allaki, S. (2005). Low-Complexity Multiuser Bit-Loading Algorithm for the Downlink of Wireless Local Area Networks. *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference Spring VTS*.
- [Bahai et al., 2004] Bahai, A. R., Saltzberg, B. R., & Ergen, M. (2004). *Multi-Carrier Digital Communications Theory and Applications of OFDM*. Springer, 2nd edition.
- [Barbarossa et al., 2002] Barbarossa, S., Pompili, M., & Giannakis, G. (2002). Channel-independent synchronization of orthogonal frequency division multiple access systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 20(2), 474–486.
- [Bardón et al., 2003] Bardón, B., Jiménez, V. P. G., Olmedilla, M., Sánchez, M. P., & García-Armada, A. (2003). Discrete Channel Simulation of General Packet Radio Service. *Proc. of*

*First International Working Conference on Performance Modelling and Evaluation of Heterogeneous Networks (HETNET).*

- [Bello, 1969] Bello, P. A. (1969). Measurement of random time-variant linear channels. *IEEE trans. on Information Theory*, 15(4), 469–475.
- [Bello, 1988] Bello, P. A. (1988). Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels. *IEEE trans. on Communications*, 11(4), 360–393.
- [Berger & Tufts, 1967a] Berger, T. & Tufts, D. (1967a). Optimum pulse amplitude modulation. Part I: Transmitter-receiver design and bounds from information theory. *IEEE trans. on Information Theory*, 13(2), 196–208.
- [Berger & Tufts, 1967b] Berger, T. & Tufts, D. (1967b). Optimum pulse amplitude modulation. Part II: Inclusion of timing jitter. *IEEE trans. on Information Theory*, 13(2), 209–216.
- [Bingham, 1990] Bingham, J. A. C. (1990). Multicarrier Modulation for Data Transmission: An idea Whose Time has come. *IEEE Communications Magazine*.
- [Björnemo, 2005] Björnemo, E. (2005). Frequency Synchronization in OFDM: A Bayesian Analysis. In *Proc. IEEE 61st Vehicular Technology Conference. VTC Spring'05. Paving the path for Wireless Future.*, volume 1.
- [Bölcskei, 2001] Bölcskei, H. (2001). Blind Estimation of Symbol Timing and Carrier Frequency Offset in Wireless OFDM Systems. *IEEE Trans. on Communications*, 49(6), 988–998.
- [Borowski et al., 1997] Borowski, J., Zeisberg, S., Hübner, J., Koora, K., Bogenfeld, E., & Kull, B. (1997). Performance of OFDM and comparable single carrier system in MEDIAM demonstrator 60 GHz channel. In *Proc. ACTS Summit* (pp. 653–658). Aalborg, Denmark.
- [Boyd, 1986] Boyd, S. (1986). Multitone signals with low crest factor. *IEEE trans. on Circuits and Systems*, 33(10), 1018–1022.
- [Burgos et al., 2003] Burgos, J. M. V., Castán, B., Cervera, L. M. C., Lluch, J., Armada, A. G., García, M. J. F.-G., Serrano, F. G., & Jiménez, V. P. G. (2003). Desarrollo de una Interfaz OFDM Configurable sobre una Plataforma Radio Genérica. *Actas Telecom I+D*.
- [Cai & Chen, 2000] Cai, J. & Chen, C. W. (2000). Robust joint source-channel coding for image transmission over wireless channels. *IEEE trans. on Circuits and Systems for Video Technology*, 10(6), 962–966.



- [Carlson, 1975] Carlson, A. (1975). *Communications Systems*. McGraw Hill.
- [Castle, 1999] Castle, R. J. (1999). A two-stage synchronization technique for OFDM. *Proc. IEEE VTS 50th Vehicular Technology Conference Fall*, 2, 683–687.
- [Chang, 1966] Chang, R. W. (1966). Synthesis of bandlimited orthogonal signals for multichannel data transmission. *Bell Syst. Tech. Journal*, 45, 1775–1796.
- [Cheon & Hong, 2002a] Cheon, H. & Hong, D. (2002a). Effect of Channel Estimation Error in OFDM-Based WLAN. *IEEE Comm. Letters*, 6(5), 190–192.
- [Cheon & Hong, 2002b] Cheon, H. & Hong, D. (2002b). Effect of Channel Estimation Error in OFDM-based WLAN. *IEEE Communications Letters*, 6(5), 190 – 192.
- [Cheon et al., 1999] Cheon, H., Park, B., & Hong, D. (1999). Adaptive multicarrier system with reduced feedback information in wideband radio channels. *Proc. IEEE 50th Vehicular Technology Conference. VTC Fall*, 5, 2880–2884.
- [Cherriman et al., 2002] Cherriman, P. J., Keller, T., & Hanzo, L. (2002). Subband-adaptive turbo-coded OFDM-based interactive video telephony. *IEEE trans. on Circuits and Systems for Video Technology*, 12(10), 829–839.
- [Cherubini et al., 2002] Cherubini, G., Eleftheriou, E., & Olcer, S. (2002). Filtered multitone modulation for very high-speed digital subscriber lines. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 20(5), 1016–1028.
- [Chow et al., 1991] Chow, J. S., Tu, J. C., & Cioffi, J. C. (1991). A discrete multitone transceiver system for HDSL applications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 9(6), 895–908.
- [Chow, 1993] Chow, P. (1993). *Bandwidth Optimized Digital Transmission Techniques for Spectrally Shaped Channels*. PhD thesis, Stanford University.
- [Chow et al., 1995] Chow, P. S., Cioffi, J. M., & Bingham, J. A. C. (1995). A practical discrete multitone transceiver loading algorithm for data transmission over spectrally shaped channels. *IEEE Transactions on Communications*, 43(2/3/4), 773–775.
- [Chung & Goldsmith, 2001] Chung, S. T. & Goldsmith, A. J. (2001). Degrees of freedom in adaptive modulation: a unified view. *IEEE trans. on Communications*, 49(9), 1561–1571.

- [Chung & Johnson, 2002] Chung, W. & Johnson, C. (2002). Blind carrier frequency offset synchronization for OFDM systems based on higher order statistics. *Proc. Conf. Inf. Sci. Syst*, (pp. 624–629).
- [Cioffi, 2001] Cioffi, J. (2001). Multichannel Modulation. Class Notes for EE379C: Advanced Digital Communications. Chapter 4. Stanford University, Stanford, CA.
- [Classen & Meyr, 1994] Classen, F. & Meyr, H. (1994). Frequency synchronization algorithms for OFDM systems suitable for communication over frequency selective fading channels. *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference. 44th*, (pp. 1655–1659).
- [Coulson, 2001a] Coulson, A. J. (2001a). Maximum likelihood synchronization for OFDM using a pilot symbol: Algorithms. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 19(12), 2486–2494.
- [Coulson, 2001b] Coulson, A. J. (2001b). Maximum likelihood synchronization for OFDM using a pilot symbol: Analysis. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 19(12), 2495–2503.
- [Cover & Thomas, 1991] Cover, T. M. & Thomas, J. A. (1991). *Elements of Information Theory*. Wiley, 1 edition.
- [Cui & Goldsmith, 2003] Cui, S. & Goldsmith, A. J. (2003). Modulation optimization under energy constraints. In *Proc. International Conference on Communications. ICC.*, volume 4 (pp. 2805–2811).
- [Czylwik, 1996] Czylwik, A. (1996). Adaptive OFDM for wideband radio channels. *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference GLOBECOM*, 1, 713–718.
- [Czylwik, 1997a] Czylwik, A. (1997a). Comparison between adaptive OFDM and single carrier modulation with frequency domain equalization. *Proc. IEEE 47th Vehicular Technology conference. VTC.*, 2, 865–869.
- [Czylwik, 1997b] Czylwik, A. (1997b). Degradation of multicarrier and single carrier transmission with frequency domain equalization due to pilot-aided channel estimation and frequency synchronization. *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference. GLOBECOM*, 1, 27–31.

- [Daffara & Adami, 1995] Daffara, F. & Adami, O. (1995). A new frequency detector for orthogonal multicarrier transmission techniques. *Proc. IEEE 45th Vehicular Technology Conference*, 2, 804–809.
- [Daffara & Chouly, 1993] Daffara, F. & Chouly, A. (1993). Maximum likelihood frequency detectors for orthogonal multicarrier systems. *Proc. IEEE International Conference on Communications*, 2, 766–771.
- [Dahlman et al., 2005] Dahlman, E., Frenger, P., Guey, J.-C., Klang, G., Ludwig, R., Meyer, M., Wiberg, N., & Zangi, K. (2005). A Framework for future Radio Access. In *Proc. IEEE 61st Vehicular Technology Conference. VTC Spring'05. Paving the path for Wireless Future.*, volume 1.
- [Davis & Jedwab, 97] Davis, J. A. & Jedwab, J. (97). Peak-to-Mean Power Control in OFDM, Golay Complementary Sequences and Reed-Muller Codes.
- [Dinur & Wilich, 2001] Dinur, N. & Wilich, D. (2001). Peak-to-average power ratio in high-order OFDM. *IEEE trans. on Communications*, 49(6), 1063–1072.
- [Doeltz et al., 1957] Doeltz, M., Heald, E., & Martin, D. (1957). Binary data transmission techniques for linear systems. *Proc. IRE*, 45, 656–661.
- [Doukhitch, 2002] Doukhitch, E. I. (2002). Octonion CORDIC Algorithms for DSP. *Proc. 6th International Symposium on DSP for Communications Systems DSPCS'02*, (pp. 159–162).
- [Echavarri et al., 1999] Echavarri, J., Woodward, M., & Barton, S. (1999). A comparison of time and frequency synchronisation algorithms for the European DVB-T system. *Proc. IEEE VTS 50th Vehicular Technology Conference Fall*, 2, 678–682.
- [Edwards et al., 1996a] Edwards, O., Sandell, M., van de Beek, J. J., Landström, D., & Sjöberg, F. (1996a). An introduction to orthogonal frequency division multiplexing. Research Report TULEA. Div. of Signal Processing, Lulea University of Technology. Sweden.
- [Edwards et al., 1996b] Edwards, O., Sandell, M., van de Beek, J. J., Wilson, S., & Börjesson, P. O. (1996b). Analysis of DFT-based channel estimators for OFDM. *Research Report*, (17).
- [Edwards et al., 2000] Edwards, O., Sandell, M., van de Beek, J. J., Wilson, S., & Börjesson, P. O. (2000). Analysis of DFT-based channel estimators for OFDM. *Wireless Personal Communications*, (12), 55–70.

- [Ekman, 2002] Ekman, T. (2002). *Prediction of Mobile Radio Channels*. PhD thesis, Uppsala University.
- [Engels & Rohling, 1997] Engels, V. & Rohling, H. (1997). Radio access to an ATM network with a TDD/TDMA-OFDM system. *Proc. IEEE 47th Vehicular Technology Conference. VTC*, 3, 1654–1658.
- [Engels & Rohling, 1998] Engels, V. & Rohling, H. (1998). Multi-resolution 64-DAPSK modulation in a hierarchical COFDM transmission system. *IEEE trans. on Broadcasting*, 44(1), 139–149.
- [ETSI, 2000] ETSI (2000). Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Physical (PHY) Layer. (101 475 V1.1.1).
- [ETSI, 2001] ETSI (2001). Transmission and Multiplexing (TM); Access transmission systems on metallic access cables; Very high speed Digital Subscriber Line (VDSL); Part 2: Transceiver specification. *ETSI TS 101 270-2 V1.1.1 (2001-02)*.
- [ETSI, 2002] ETSI (2002). *ETSI TR 102 183 V1.2.1. Digital Enhanced Cordless Telecommunications (DECT): Conformance testing on DECT equipments*. Technical report, ETSI.
- [ETSI, 2003] ETSI (2003). *ETSI TS 125 102 Radio transmission and reception (TDD) V6.0.0*. Technical report, ETSI.
- [ETSI, 2005] ETSI (2005). *Broadband Radio Access Networks (BRAN): HiperMAN Physical (PHY) Layer*. Technical Report ETSI TS 102 177 V1.2.1 (2005-01), ETSI.
- [ETSI-BRAN, 1998] ETSI-BRAN (1998). *Channel Models for HiperLAN 2 in Different Indoor scenarios*. Technical report, ETSI - BRAN.
- [Falahati, 2002] Falahati, S. (2002). *Adaptive Modulation and Coding in Wireless Communications with Feedback*. PhD thesis, School of Electrical and Computer Engineering. Chalmers University of Technology.
- [Falahati & Svensson, 2002] Falahati, S. & Svensson, A. (2002). *A design Method for Advanced Hybrid ARQ Schemes on Wireless Channels*. Technical report, Chalmers University.
- [Ferng et al., 2005] Ferng, H. W., Lee, C.-F., Huang, J.-J., & Chiu, G.-M. (2005). Designing a fair scheduling mechanism for IEEE 802.11 wireless LANs. *IEEE Communications Letters*, 9(4), 301–303.

- [Fischer & Huber, 1996] Fischer, R. F. & Huber, J. B. (1996). A new loading algorithm for discrete multitone transmission. *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference. GLOBECOM: The Key to Global Prosperity*, 1, 724–278.
- [Floch et al., 1995] Floch, B. L., Alard, M., & Berrou, C. (1995). Coded orthogonal frequency division multiplex [TV broadcasting]. *Proc. of IEEE*, 83(6), 982–996.
- [Forney et al., 1984] Forney, G. J., Gallager, R., Lang, G., Longstaff, F., & Qureshi, S. (1984). Efficient Modulation for Band-Limited Channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2(5), 632–647.
- [Gallager, 1968] Gallager, R. G. (1968). *Information Theory and Reliable Communication*. Wiley.
- [García et al., 2000] García, M. F.-G., Edfors, O., & Páez-Borrillo, J. (2000). Joint 2D-Pilot-Symbol-Assisted-Modulation and Decision-Directed Frequency Synchronization Schemes for Coherent OFDM. *IEEE Proc. ICASSP'00*, 5, 2961–2964.
- [García, 2001] García, M. J. F.-G. (2001). *Time-Frequency techniques for efficient signalling in OFDM systems*. PhD thesis, Universidad Politécnica de Madrid, Escuela Politécnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación.
- [García et al., 2005] García, M. J. F.-G., Edfors, O., & Borrillo, J. P. (2005). Peak power reduction for OFDM systems with Orthogonal Pilot Sequences. *IEEE trans. on Wireless Communications*.
- [García-Armada et al., 2003] García-Armada, A., Torre, J. R., Jiménez, V. P. G., & García, M. J. F.-G. (2003). Evaluation of different spreading sequences for MC-CDMA in WLAN environments. *Proc. IEEE 4th Workshop in Multi-Carrier Spread Spectrum*.
- [García-Arroba et al., 2003] García-Arroba, J., García, M. J. F.-G., Armada, A. G., & Jiménez, V. P. G. (2003). Evaluación del método OPS para la reducción de los picos de potencia en señales OFDM. *Actas del Simposium URSI*.
- [Gelenbe & Pujolle, 1995] Gelenbe, E. & Pujolle, G. (1995). *Introduction to Queueing Networks*. John Wiley & Sons, 2 edition.
- [Gerst & Diamond, 1961] Gerst, I. & Diamond, J. (1961). The elimination of intersymbol interference by input signal shaping. *Proc. IRE*, 19(7), 1195–1203.

- [Gesbert & Jr, 2002] Gesbert, D. & Jr, R. W. H. (2002). Adaptive Modulation and MIMO Coding for Broadband Wireless Data Networks. *IEEE Communications Magazine*.
- [Ghogho & Swami, 2002] Ghogho, M. & Swami, A. (2002). Blind frequency-offset estimator for OFDM systems transmitting constant-modulus symbols. *IEEE Communications Letters*, 6(8), 343–345.
- [Ghogho et al., 2001] Ghogho, M., Swami, M., & Durrani, T. S. (2001). Frequency estimation in the presence of Doppler spread: performance analysis. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 49(4), 777–789.
- [Günther, 1996] Günther, C. G. (1996). Comment on Estimate of Channel Capacity in Rayleigh Fading Environment. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 45(2), 401 – 403.
- [Goldfeld & Lyandres, 2000] Goldfeld, L. & Lyandres, V. (2000). Capacity of the multicarrier channel with frequency-selective Nakagami fading. *IEICE trans. on Communications*, 83(3), 697–702.
- [Goldfeld et al., 2002] Goldfeld, L., Lyandres, V., & Wulich, D. (2002). Minimum BER power loading for OFDM in fading channel. *IEEE trans. on Communications*, 50(11), 1729–1733.
- [Goldsmith & Chua, 1997] Goldsmith, A. J. & Chua, S.-G. (1997). Variable-rate variable-power mqam for fading channels. *IEEE trans. on Communications*, 45(10), 1218–1230.
- [Goldsmith & Chua, 1998] Goldsmith, A. J. & Chua, S.-G. (1998). Adaptive coded modulation for fading channels. *IEEE trans. on Communications*, 46(5), 595–602.
- [Golomb, 1982] Golomb, S. W. (1982). *Shift Register Sequences*. Laguna Hills, CA: Aegean Park.
- [Gunther et al., 1999] Gunther, J. H., Liu, H., & Swindlehurst, A. L. (1999). A new approach for symbol frame synchronization and carrier frequency estimation in OFDM communications. *Proc. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 5, 2725–2728.
- [Guoxin et al., 2005] Guoxin, X., Yang, J., Jiuhua, Z., & Ping, Z. (2005). Adaptive OFDMA Subcarrier Assignment for QoS Guaranteed Services. In *Proc. IEEE 61st Vehicular Technology Conference. VTC Spring'05. Paving the path for Wireless Future.*, volume 1.

- [Hass & Deng, 2002] Hass, Z. J. & Deng, J. (2002). Dual busy tone multiple access (DBTMA)-a multiple access control scheme for ad hoc networks. *IEEE trans. on Communications*, 50(6), 975–985.
- [Hazy & El-Tanany, 1997] Hazy, L. & El-Tanany, M. (1997). Synchronization of OFDM systems over frequency selective fading channels. *Proc. IEEE 47th Vehicular Technology Conference*, 3, 2094–2098.
- [Heinen & Vary, 2005] Heinen, S. & Vary, P. (2005). Source-Optimized Channel Coding for Digital Transmission Channels. *IEEE trans. on Communications*, 53(4), 592–600.
- [Holsinger, 1964] Holsinger, J. L. (1964). Digital Communication over fixed time-continuous channels with memory, with special application to telephone channels. *Technical Report of MIT Research Laboratory of Electron.*
- [Holte, 1999] Holte, N. (1999). GBit/s Transmission Rates in Pair Cables by Inverse Multiplexing of Multiple VDSL Systems. *Proc. Norsk Symposium I Signalbehandling (NORSIG) Norway Symposium in Signal Processing*.
- [Hua & Zhu, 2005] Hua, M. & Zhu, J. (2005). Blind Estimation of Frequency Offset and Time Delay in Uplink OFDMA. In *Proc. IEEE 61st Vehicular Technology Conference. VTC Spring'05. Paving the path for Wireless Future.*, volume 1.
- [Huffman, 1952] Huffman, D. A. (1952). A method for the construction of minimum-redundancy codes. *Proc. of I.R.E*, (pp. 1098–1102).
- [Hughes-Hartogs, 1988] Hughes-Hartogs, D. (1988). Ensemble modem structure for imperfect transmission media. U.S. Patents n<sup>o</sup> 4 679 227 - 4 731 816.
- [Hung & Su, 1999] Hung, C. & Su, Y. T. (1999). Joint Frequency and Symbol Synchronization Schemes for an OFDM System. *Wireless Personal Communications*, 10(3), 309–317. Kluwer Academic Publishers.
- [IEEE, 2001] IEEE (2001). WLAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: High-Speed Physical Layer in the 5 GHz Band.
- [IEEE, 2003a] IEEE (2003a). *IEEE 802.16a: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems. Amendment 2: MAC Modifications and Additional Physical Layer Specifications for 2-11 GHz*. Technical report, IEEE.

- [IEEE, 2003b] IEEE (2003b). Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: Further Higher Data Rate Extension in the 2.4 GHz Band. *IEEE 802.11g*.
- [IEEE, 2004] IEEE (2004). Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specification for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs). (802.15.4).
- [Íñigo Cuiñas & Sánchez, 2001] Íñigo Cuiñas & Sánchez, M. G. (2001). Measuring, modeling, and characterizing of indoor radio channel at 5.8 GHz. *IEEE trans. on Vehicular Technology*, 50(2), 526–535.
- [ISO-IEC, 2000] ISO-IEC (2000). *ISO/IEC 13818-2:2000. Generic coding of moving pictures and associated audio information: Video*. Technical report, ISO/IEC/JTC/SC29/WG11.
- [ITU-T, 1997] ITU-T (1997). G.992.1 (G.dmt). Asymmetrical Digital Subscriber Line (ADSL) transceiver. *ITU-T Recommendation*.
- [Jankiraman & Prasad, 1999] Jankiraman, M. & Prasad, R. (1999). A novel algorithmic synchronisation technique for OFDM based wireless multimedia communications. *Proc. IEEE International Conference on Communications*, 1, 528–533.
- [Jankiraman & Prasad, 2000] Jankiraman, M. & Prasad, R. (2000). A novel solution to wireless multimedia application: the hybrid OFDM/CDMA/SFH approach. *Proc. IEEE 11th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. PIMRC*, 2, 1368–1374.
- [Jeon et al., 1999] Jeon, W., Paik, J., You, Y., Song, H., Lee, C., & Cho, Y. (1999). Synchronization and Channel Estimation for an OFDM-based Wireless Modem. *Proc. IEEE 10th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. PIMRC*, 2, 353–357.
- [Jiménez, 2001] Jiménez, V. P. G. (2001). Estudio e implementación de técnicas para mejorar las características de potencia en señales OFDM. *PFC Ing. Telecomunicación*.
- [Jiménez & Armada, 2001] Jiménez, V. P. G. & Armada, A. G. (2001). Mejora Simultánea de las características de Potencia y probabilidad de error en señales OFDM mediante Códigos Golay Complementarios. *URSI*.



- [Jiménez & Armada, 2002] Jiménez, V. P. G. & Armada, A. G. (2002). Mejora de la Capacidad en redes WLAN y WPAN mediante Bit-loading. *Actas del Telecom I + D*.
- [Jiménez & Armada, 2004a] Jiménez, V. P. G. & Armada, A. G. (2004a). Bit-loaded H-OFDM to increase Capacity in WLAN/WPAN. *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference VTC Fall 04. Los Angeles.*, 1(1).
- [Jiménez & Armada, 2004b] Jiménez, V. P. G. & Armada, A. G. (2004b). Bit-Loading in Hybrid OFDM (H-OFDM). *Contribution to COST 289*.
- [Jiménez & Armada, 2005] Jiménez, V. P. G. & Armada, A. G. (2005). Multi-user synchronization in ad-hoc OFDM-based Wireless Personal Area Networks. In *Proc. Wireless Personal Multimedia Communications. WPMC*.
- [Jiménez et al., 2005a] Jiménez, V. P. G., Armada, A. G., Eriksson, T., & Svensson, A. (2005a). Reducing Feedback Information for Adaptive Modulation in Wireless Environments. *IEEE trans. on Wireless Communications*.
- [Jiménez et al., 2005b] Jiménez, V. P. G., Armada, A. G., & Ghogho, M. (2005b). Theoretical Analysis of the Effect of Channel Estimation Errors on the Capacity of OFDM Systems. *IEEE Communications Letters*.
- [Jiménez et al., 2002a] Jiménez, V. P. G., Fernández, M. S., & Armada, A. G. (2002a). Study and Implementation of Complementary Golay Codes for PAR reduction in OFDM Signals. *Proc. IEEE Mediterranean Electronical Conference. MELECOM'02*.
- [Jiménez et al., 2002b] Jiménez, V. P. G., García, M. J. F.-G., & Armada, A. G. (2002b). Channel Estimation for Bitloading in OFDM-based WLAN. *IEEE Interantional Symposium on Signal Process and Information Technologies ISSPIT*, (pp. 581–585).
- [Jiménez et al., 2003] Jiménez, V. P. G., García, M. J. F.-G., & Armada, A. G. (2003). Diseño y Análisis de parámetros de la capa física del Sistema H-OFDM para redes flexibles. *Actas del Symposium URSI*.
- [Jiménez et al., 2004a] Jiménez, V. P. G., García, M. J. F.-G., Armada, A. G., & García, J. L. (2004a). OFDM Channel Estimation, synchronization and Performance Evaluation for Wireless Personal Communications. *Proc. IST Mobile Summit*.

- [Jiménez et al., 2004b] Jiménez, V. P. G., García, M. J. F.-G., Serrano, F. J. G., & Armada, A. G. (2004b). Design and implementation of synchronization and AGC for OFDM-based WLAN receivers. *IEEE trans. on Consumer Electronic*, 50(4), 1016–1025.
- [Jindal & Goldsmith, 2003] Jindal, N. & Goldsmith, A. (2003). Capacity and optimal power allocation for fading broadcast channels with minimum rates. *IEEE trans. on Information Theory*, 49(11), 2895–2909.
- [Jones & Wilkinson, 1994] Jones, A. E. & Wilkinson, T. (1994). Block coding scheme for reduction of peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes. *IEE Electronic Letters*, 30(25), 2098–2099.
- [JPEG, 1994] JPEG (1994). *ISO/IEC IS 10918-1. ITU-T Recommendation T.81 Digital compression and coding of continuous-tone still images – Requirements and guidelines*. Technical report, ITU-T.
- [JPEG, 2000] JPEG (2000). *JPEG 2000 Image Coding System*. Technical report, ISO and ITU.
- [JTC1/SC29/WG11, 1992] JTC1/SC29/WG11, I. (1992). *Coding of moving pictures and associated audio for digital storage media at up to about 1.5 Mbps*. Technical report, (MPEG) International Standard ISO/IEC 11172-3.
- [Keller & Hanzo, 1999a] Keller, T. & Hanzo, L. (1999a). Blind-detection assisted sub-band adaptive turbo-coded OFDM schemes. *Proc. IEEE 49th Vehicular Technology Conference. VTC*, 1, 489–493.
- [Keller & Hanzo, 1999b] Keller, T. & Hanzo, L. (1999b). Sub-band adaptive pre-equalised OFDM transmission. *Proc. IEEE 50th Vehicular Technology Conference. VTC Fall.*, 1, 334–338.
- [Keller & Hanzo, 2000a] Keller, T. & Hanzo, L. (2000a). Adaptive modulation techniques for duplex OFDM transmission. *IEEE trans. on Vehicular Technology*, 49(5), 1893–1906.
- [Keller & Hanzo, 2000b] Keller, T. & Hanzo, L. (2000b). Adaptive multicarrier modulation: a convenient framework for time-frequency processing in wireless communications. *Proceedings of the IEEE*, 88(5), 611–640.

- [Keller et al., 2001] Keller, T., Piazzo, L., Mandarini, P., & Hanzo, L. (2001). Orthogonal frequency division multiplex synchronization techniques for frequency-selective fading channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 19(6), 999–1008.
- [Kim et al., 1995] Kim, C.-J., Kim, Y.-S., Jung, G.-Y., & Lee, H.-J. (1995). BER Analysis of QAM with MRC Space Diversity in Rayleigh Fading Channel. *Proc. of 6th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Communications (PIMRC)*, 2.
- [Kim et al., 2000] Kim, H., Kang, H., Hwang, W., & Kim, K. (2000). An Improved Frequency Synchronization Scheme using a Modified OFDM burst format for Wireless LAN Systems. *IEEE trans. on Consumer Electronic*, 46(4), 1021–1025.
- [Kim et al., 1998] Kim, J., Chen, J.-T., & Cioffi, J. M. (1998). Low complexity bit mapping algorithm for multi-carrier communication systems with fading channels. *Proc. IEEE International Conference on Universal Personal Communications. ICUPC*, 2, 927–931.
- [Kliewer & Thobasen, 2003] Kliewer, J. & Thobasen, R. (2003). Parallel concatenated joint source-channel coding. *IEE Electronic Letters*, 39(23), 1664–1666.
- [Knightly & Zhang, 1997] Knightly, E. & Zhang, H. (1997). D-BIND: an accurate traffic model for providing QoS guarantees to VBR traffic. *IEEE/ACM trans. on Networking*, 5(2), 219–231.
- [Kota & Cavallaro, 2003] Kota, K. & Cavallaro, J. (2003). Numerical accuracy and hardware tradeoffs for CORDIC arithmetic for special-purpose processors. *IEEE Transactions on Computers*, 42(7).
- [Kourtis, 1999] Kourtis, S. (1999). Optimum bit allocation algorithm for DMT-based systems under minimum transmitted power constraint. *IEE Electronic Letters*, 35(25), 2181–2182.
- [Krongold, 2003] Krongold, B. S. (2003). Blind OFDM carrier-frequency offset estimation in ISI channels. *Proc. of 3rd IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology*, (pp. 439–442).
- [Krongold et al., 2000] Krongold, B. S., Ramchandran, K., & Jones, D. L. (2000). Computationally efficient optimal power allocation algorithms for multicarrier communication systems. *IEEE trans. on Communications*, 48(1), 23–27.

- [Kwon et al., 2004] Kwon, D. S., Lim, H., & kyu Park, H. (2004). Preamble structure for single frequency cellular systems using orthogonal frequency division multiplexing. *IEEE trans. on Consumer Electronic*, 50(1), 115–118.
- [Kwon & kyoong Kim, 2002] Kwon, J. C. & kyoong Kim, J. (2002). Adaptive code rate decision of joint source-channel coding for wireless video. *IEE Electronic Letters*, 38(25), 1752–1754.
- [Landstrom et al., 1999] Landstrom, D., Wilson, S. K., van de Beek, J.-J., Odling, P., & Bjorjesson, P. O. (1999). Symbol time offset estimation in coherent OFDM systems. *Proc. IEEE International Conference on Communications. ICC*, 1, 500–505. Vancouver, Canada.
- [Larsson, 2004] Larsson, E. G. (2004). On the combination of spatial diversity and multiuser diversity. *IEEE Communications Letters*, 8(8), 517–519.
- [Lashkarian & Kiaei, 2000] Lashkarian, N. & Kiaei, S. (2000). Class of cyclic-based estimators for frequency-offset estimation of OFDM systems. *IEEE Trans. on Communications*, 48(12), 2139–2149.
- [Lau, 2002] Lau, V. K.Ñ. (2002). Performance analysis of variable rate: symbol-by-symbol adaptive bit interleaved coded modulation for Rayleigh fading channels. *IEEE trans. on Vehicular Technology*, 51(3), 537–550.
- [Lau & MacLeod, 2001] Lau, V. K.Ñ. & MacLeod, M. D. (2001). Variable-rate adaptive trellis coded QAM for flat-fading channels. *IEEE trans. on Communications*, 49(9), 1550–1560.
- [Lee & Cheun, 1997] Lee, D. & Cheun, K. (1997). A New Symbol Timing Recovery Algorithm for OFDM Systems. *IEEE trans. on Consumer Electronic*, 43(3), 767–775.
- [Lee et al., 2005] Lee, S., Yoo, H., Park, M., Park, B., & Hong, D. (2005). Timing Synchronization Using Phase Difference between Subcarriers for OFDMA Uplink Systems over Frequency Selective Fading Channels. In *Proc. IEEE 61st Vehicular Technology Conference. VTC Spring'05. Paving the path for Wireless Future.*, volume 1.
- [Lei & Ng, 2004] Lei, J. & Ng, T.-S. (2004). A consistent OFDM carrier frequency offset estimator based on distinctively spaced pilot tones. *IEEE trans. on Communications*, 3(2), 588–599.

- [Leke & Cioffi, 1997] Leke, A. & Cioffi, J. M. (1997). A maximum rate loading algorithm for discrete multitone modulation systems. *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference. GLOBECOM*, 3, 1514–1518.
- [Leke & Cioffi, 1998] Leke, A. & Cioffi, J. M. (1998). Impact of imperfect channel knowledge on the performance of multicarrier systems. *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference. GLOBECOM: The bridge to Global Integration*, 2, 951–955.
- [Li & Goldsmith, 2001a] Li, L. & Goldsmith, A. J. (2001a). Capacity and optimal resource allocation for fading broadcast channels .I. Ergodic capacity. *IEEE trans. on Information Theory*, 47(3), 1083–1102.
- [Li & Goldsmith, 2001b] Li, L. & Goldsmith, A. J. (2001b). Capacity and optimal resource allocation for fading broadcast channels .II. Outage capacity. *IEEE trans. on Information Theory*, 47(3), 1103–1127.
- [Li & Ritcey, 1999] Li, X. & Ritcey, J. A. (1999). Trellis-coded modulation with bit interleaving and iterative decoding. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 17(4), 715–724.
- [Lim, 2000] Lim, T. J. (2000). An Introduction to Multicarrier Modulation. Notes for ECE1520 Data Communications. Edwards S. Rogers Sr. Dept. of Elect. & Comp. Engineering. University of Toronto.
- [Liu et al., 2004] Liu, P., bing Li, B., yang Lu, Z., & kui Gong, F. (2004). A new frequency synchronization scheme for OFDM. *IEEE trans. on Consumer Electronic*, 50(3), 823–828.
- [Liu & Goldsmith, 2002] Liu, X. & Goldsmith, A. J. (2002). Optimal power allocation over fading channels with stringent delay constraints. In *Proc. IEEE International Conference on Communications. ICC*, volume 3 (pp. 1413–1418).
- [Lottici et al., 2004] Lottici, V., Luise, M., Marselli, M., & Regiannini, R. (2004). Blind subcarrier frequency ambiguity resolution for OFDM signals over selective channels. *IEEE trans. on Communications*, 52(9), 1532–1537.
- [Luise & Marselli, 2002] Luise, M. & Marselli, M. (2002). Low-complexity blind carrier frequency recovery for OFDM signals over frequency-selective radio channels. *IEEE trans. on Communications*, 50(7), 1182–1188.

- [Ma et al., 2001] Ma, X., Giannakis, G., & Barbarossa, S. (2001). Non-data aided frequency-offset and channel estimation in OFDM and related block transmissions. *Proc. Int. Conf. Communications*, 6, 1866–1870.
- [Mallik et al., 2004] Mallik, R. K., Win, M., Shao, J., Alouini, M., & Goldsmith, A. J. (2004). Channel capacity of adaptive transmission with maximal ratio combining in correlated Rayleigh fading. *IEEE trans. on Wireless Communications*, 3(4), 1124–1133.
- [Matsuoka et al., 1996] Matsuoka, H., Sampei, S., Morinaga, N., & Kamiro, Y. (1996). Adaptive modulation system with variable coding rate concatenated code for high quality multi-media communication systems. *Proc. IEEE 46th Vehicular Technology Conference. VTC: Mobile Technology for human race*, 1, 487–491.
- [McDonnell et al., 1998a] McDonnell, J., Spiller, T., & Wilkinson, T. (1998a). Characterization of the spatial distribution of RMS delay spread in indoor LOS wireless environments at 5.2 GHz. *Proc. IEEE Ninth International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. PIMRC*, 2, 621–624.
- [McDonnell et al., 1998b] McDonnell, J., Spiller, T., & Wilkinson, T. (1998b). RMS delay spread in indoor LOS environments at 5.2 GHz. *Electronic Letters*, 34(11), 1149–1150.
- [Merhav & Shamai, 2003] Merhav, N. & Shamai, S. (2003). On joint source-channel coding for the Wyner-Ziv source and the Gel’fand-Pinsker channel. *IEEE trans. on Information Theory*, 49(11), 2844–2855.
- [Minn et al., 2003a] Minn, H., Bhargava, V., & Letaief, K. (2003a). A robust timing and frequency synchronization for OFDM systems. *IEEE trans. on Wireless Communications*, 2(4), 822–839.
- [Minn et al., 2003b] Minn, H., Bhargava, V. K., & Letaief, K. B. (2003b). A robust timing and frequency synchronization for OFDM systems. *IEEE trans. on Wireless Communications*, 2(4), 822–839.
- [Minn et al., 2000] Minn, H., Zeng, M., & Bhargava, V. (2000). On timing offset estimation for OFDM systems. *IEEE Communications Letters*, 4(7), 242–244.
- [Mochizuki et al., 1999] Mochizuki, N., Matsumoto, Y., & Umehira, M. (1999). A symbol timing synchronization and broadcast-channel-incorporating timing adjustment scheme for

- DSA-based OFDM systems. *Proc. IEEE VTS 50th Vehicular Technology Conference Fall*, 2, 673–677.
- [Mochizuki, 1998] Mochizuki, N.; Matsumoto, Y. M. M. O. T. U. M. (1998). A high performance frequency and timing synchronization technique for OFDM. *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference GLOBECOM. The Bridge to Global Integration*, 6, 3443–3448.
- [Moenclaey, 1997] Moenclaey, M. (1997). The effect of synchronization errors on the performance of orthogonal frequency division multiplexed (OFDM) systems. *Proc. of COST 254 (Emergent Techniques for Communication Terminals)*.
- [Moose, 1994] Moose, P. (1994). A technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing frequency offset correction. *IEEE Trans. on Communications*, 42(10), 2908–2914.
- [Morelli, 2004] Morelli, M. (2004). Timing and frequency synchronization for the uplink of an OFDMA system. *IEEE trans. on Communications*, 52(2), 296–306.
- [Morelli & Mengali, 1999] Morelli, M. & Mengali, U. (1999). An improved frequency offset estimator for OFDM applications. *IEEE Communications Letters*, 3(3), 75–77.
- [(MPEG), 1994] (MPEG), I. J. (1994). *Generic Coding of Moving Pictures and Associated Audio: Audio*. Technical report, International Standard ISO/IEC 13818-3.
- [Muneta et al., 1999] Muneta, S., Matsumoto, T., Mochizuki, N., & Umehira, M. (1999). A new frequency-domain link adaptation scheme for broadband OFDM systems. *Proc. IEEE 50th Vehicular Technology Conference. VTC- Fall*, 1, 253–257.
- [Muquet et al., 2002] Muquet, B., Wang, Z., Giannakis, G., de Courville, M., & Duhamel, P. (2002). Cyclic prefixing or zero padding for wireless multicarrier transmissions? *IEEE trans. on Communications*, 50(12), 2136–2148.
- [Nee & Prasad, 2000] Nee, R. V. & Prasad, R. (2000). *OFDM For Wireless Multimedia Communications*. Artech House, 1 edition.
- [Nelson & loup Gailly, 1995] Nelson, M. & loup Gailly, J. (1995). *The Data Compression Book*. M&T Books, 2 edition.
- [Nogami & Nagashima, 1995] Nogami, H. & Nagashima, T. (1995). A frequency and timing period acquisition technique for OFDM systems. *Proc. IEEE 6th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. PIMRC*, 3, 1010–1015.

- [Nyquist, 1928] Nyquist, H. (1928). Certain topics in telegraph transmission theory. *Trans. AIEE*, 47, 617–644.
- [Ochiai, 2001] Ochiai, H. (2001). On the Distribution of the Peak-to-Average Power Ratio in OFDM Signals. *IEEE Transactions on Communications*, 49(2), 282–289.
- [O’Neill & Lopes, 1997] O’Neill, R. & Lopes, L. (1997). Multicarrier TDD systems using channel state feedback information. *Proc. IEEE 47th Vehicular Technology Conference. VTC*, 3, 1822–1826.
- [Otsuki et al., 1995] Otsuki, S., Sampei, S., & Morinaga, N. (1995). Square-QAM adaptive modulation/TDMA/TDD systems using modulation level estimation with Walsh function. *IEE Electronic Letters*, 31(3), 169–171.
- [PACWOMAN, 2001] PACWOMAN (2001). *PACWOMAN: Power Aware Communication for Wireless OptiMised presonal Area Networks (IST-2001-34157)*. Proposal.
- [Paez-Borralló et al., 1999] Paez-Borralló, J. M., Zazo, S., & García, M. J. F.-G. (1999). A new time-frequency synchronization scheme for OFDM-TDMA systems. *Proc. IEEE 49th Vehicular Technology Conference*, 3, 2408–2412.
- [Papandreou & Antonakopoulos, 2005] Papandreou, N. & Antonakopoulos, T. (2005). A New Computationally Efficient Discrete Bit-Loading Algorithm for DMT Applications. *IEEE trans. on Communications*, 53(5), 785–789.
- [Park et al., 2003] Park, B., Cheon, H., Kang, C., & Hong, D. (2003). A novel timing estimation method for OFDM systems. *IEEE Communications Letters*, 7(5), 239–241.
- [Peled & Ruiz, 1980] Peled, A. & Ruiz, A. (1980). Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms. *Proc. IEEE International Conference on Acoustic and Speech and Signal Processing. ICASSP*, (pp. 964–967). Denver, CO.
- [Piazzo, 1999] Piazzo, L. (1999). Fast algorithm for power and bit allocation in OFDM systems. *IEE Electronic Letters*, 35(25), 2173–2174.
- [Pollet et al., 1995] Pollet, T., Bladel, M. V., & Moeneclaey, M. (1995). BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise. *IEEE Trans. on Communications*, 43(2), 191–193.



- [Popovic, 1991] Popovic, B. M. (1991). Synthesis of power efficient multitone signals with flat amplitude spectrum. *IEEE trans. on Communications*, 39(7), 1031–1033.
- [Pradhan & Ramchanran, 2002] Pradhan, S. S. & Ramchanran, K. (2002). Efficient layered data transport over multicarrier systems using optimized embedded modulation. *IEEE trans. on Communications*, 50(6), 877–881.
- [Qian et al., 2004] Qian, L., Krishnamurthy, A., Wang, Y., Tang, Y., Dauchy, P., & onte, A. (2004). A new traffic model and statistical admission control algorithm for providing qos guarantees to on-line traffic. *IEEE Global Telecommunications Conference. GLOBECOM*, 3(29), 1401–1405.
- [Qui & Chawla, 1999] Qui, X. & Chawla, K. (1999). On the Performance of Adaptive Modulation in Cellular Systems. *IEEE trans. on Communications*, 47(6), 884–894.
- [Ramchandran et al., 1993] Ramchandran, K., Ortega, A., Uz, K. M., & Vetterli, M. (1993). Multiresolution broadcast for digital HDVT using joint source-channel coding. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 11(1), 6–23.
- [Rappaport, 1996] Rappaport, T. S. (1996). *Wireless Communications: Principles and Practice*. Prentice Hall PTR.
- [Ren et al., 2004] Ren, G., Chang, Y., & Zhang, H. (2004). A novel burst synchronization method for OFDM based WLAN systems. *IEEE trans. on Consumer Electronic*, 50(3), 829–834.
- [Robertson & Kaiser, 1999] Robertson, P. & Kaiser, S. (1999). The effects of Doppler spreads in OFDM(A) mobile radio systems. *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference VTC Fall*, 1, 329–333.
- [Rohling & Grünheid, 1996] Rohling, H. & Grünheid, R. (1996). Performance of an OFDM-TDMA mobile communication system. *Proc. IEEE 46th Vehicular Technology Conference. VTC Technology for the human Race*, 3, 1589–1593.
- [Rohling & Grünheid, 1998] Rohling, H. & Grünheid, R. (1998). Adaptive coding and modulation in an OFDM-TDMA communication system. *Proc. IEEE 48th Vehicular Technology Conference. VTC*, 2, 773–776.

- [Roman & Koivunen, 2005] Roman, T. & Koivunen, V. (2005). Subspace method for blind CFO estimation for OFDM systems with constant modulus constellations. In *Proc. IEEE 61st Vehicular Technology Conference. VTC Spring'05. Paving the path for Wireless Future.*, volume 1.
- [Roy & Kailath, 1989] Roy, R. & Kailath, T. (1989). ESPRIT - Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques. *IEEE trans. on Acoustic, Speech and Signal Processing*, 37, 984–995.
- [Saltzberg, 1967] Saltzberg, B. (1967). Performance of an Efficient Parallel Data Transmission System. *IEEE trans. on Communications*, 15(6), 805–811. Bell Telephone Lab. Holmdel, NJ.
- [Salvekar et al., 2001] Salvekar, A. A., Aldana, C., Tellado, J., & Cioffi, J. (2001). Peak-to-average power ratio reduction for block transmission systems in the presence of transmit filtering. *Proc. IEEE International Conference on Communications. ICC.*, 1, 175–178.
- [Sari et al., 1995] Sari, H., Karam, G., & Jeanclaude, I. (1995). Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting. *IEEE Communications Magazine*, 33(2), 100–109.
- [Schlegel & Costello, 1989] Schlegel, C. & Costello, D. J. J. (1989). Bandwidth efficient coding for fading channels: code construction and performance analysis. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 7(9), 1356–1368.
- [Schmidl, 1997] Schmidl, T. (1997). *Synchronization Algorithms for wireless data transmission using orthogonal frequency division multiplexing (OFDM)*. PhD thesis, Stanford University, CA, USA.
- [Schmidl & Cox, 1997] Schmidl, T. M. & Cox, D. C. (1997). Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM. *IEEE trans. on Communications*, 45(12), 1613–1621.
- [Scholtz & Welch, 1978] Scholtz, R. A. & Welch, L. R. (1978). Group characters: Sequences with good correlation 1-properties. *IEEE trans. on Information Theory*, 24(5), 537–545.
- [Shannon, 1948] Shannon, C. E. (1948). A mathematical Theory of Communication. *The Bell System Technical Journal*, 27, 379–423 and 623–656. Collection: Key Papers in the Development of Information Theory. Reprinted several times.
- [Shi & Serpedin, 2004] Shi, K. & Serpedin, E. (2004). Coarse frame and carrier synchronization of OFDM systems: a new metric and comparison. *IEEE trans. on Wireless Communications*, 3(4), 1271–1284.

- [Simon et al., 1995] Simon, M. K., Hinedi, S. M., & Lindsey, W. C. (1995). *Digital Communications Techniques: Signal Design and Detection*, chapter 4 (pag 219-221). Prentice Hall: Englewood Cliffs, NJ.
- [Song et al., 2000] Song, H.-K., You, Y.-H., Paik, J.-H., & Cho, Y.-S. (2000). Frequency-offset synchronization and channel estimation for OFDM-based transmission. *IEEE Communications Letters*, 4(3), 95–97.
- [Sourour & Bottomley, 1999] Sourour, E. & Bottomley, G. E. (1999). Effect of frequency offset on DS-SS acquisition in slowly fading channels. *Proc. IEEE wireless Communications and Networking Conference*, 2, 569–573.
- [Speth et al., 1997] Speth, M., Classen, F., & Meyr, H. (1997). Frame Synchronization of OFDM Systems in Frequency Selective Fading Channels. *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference. VTC*, 3, 1807–1811. Ottawa. Canada.
- [Steendam et al., 1998] Steendam, H., Moeneclaey, M., & Sari, H. (1998). The effect of carrier phase jitter on the performance of orthogonal frequency-division multiple-access systems. *IEEE Trans. on Communications*, 46(4), 456–459.
- [Sternad & Aronsson, 2003] Sternad, M. & Aronsson, D. (2003). Channel estimation and prediction for adaptive OFDMA/TDMA uplinks, based on overlaped pilots. *Proc. on Vehicular Technology Conference. VTC Fall 2003*.
- [Sternad et al., 2003] Sternad, M., Ottosson, T., Ahlén, A., & Svensson, A. (2003). Attaining both Coverage and High Spectral Efficiency with Adaptive OFDM Downlinks. *Proc. on Vehicular Technology Conference. VTC Fall 2003*.
- [Su & Geraniotis, 1999] Su, H.-J. & Geraniotis, E. (1999). Power allocation and control for multicarrier systems with soft decoding. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 17(10), 1759–1769.
- [Su et al., 2002] Su, Q., Jr., L. J. C., & Blum, R. S. (2002). On the Problem of Channel Mismatch in Constant-Bit-Rate Adaptive Modulation for OFDM. *IEEE Vehicular Technology Conference*.
- [Su & Schwartz, 2001] Su, Q. & Schwartz, S. (2001). Effect of Imperfect Channel Information on Adaptive Loading Gain of OFDM. *Vehicular Technology Conference, 2001. VTC 2001 Fall. IEEE VTS 54th*, 1, 475 – 478.

- [Sung-Oh et al., 1996] Sung-Oh, J., Chung, Y. M., & Lee, S. U. (1996). A carrier synchronization technique for OFDM on the frequency-selective fading environment. *Proc. IEEE 46th Vehicular Technology Conference. Mobile Technology for the Human Race*, 3, 1574–1578.
- [Takaoka et al., 2005] Takaoka, S., Gacanin, H., & Adachi, F. (2005). Impact of Imperfect Channel Estimation on OFDM/TDM Performance. In *Proc. IEEE 61st Vehicular Technology Conference. VTC Spring'05. Paving the path for Wireless Future.*, volume 1.
- [Tarokh & Jafarkhani, 2000] Tarokh, V. & Jafarkhani, H. (2000). On the computation and reduction of the peak-to-average power ratio in multicarrier communications. *IEEE trans. on Communications*, 48(1), 37–44.
- [Tellado & Cioffi, 1998] Tellado, H. & Cioffi, J. M. (1998). Efficient algorithms for reducing PAR in multicarrier systems. *Proc. IEEE International Symposium on Information Theory. ISIT.*, (pp. 191).
- [Tellado, 1999] Tellado, J. (1999). *Peak-to-Average Power Reduction*. PhD thesis, Stanford University.
- [Tomba, 1998] Tomba, L. (1998). On the effect of Wiener phase noise in OFDM systems. *IEEE trans. on Communications*, 46(4), 580–583.
- [Tonello et al., 2000] Tonello, A. M., Laurenti, N., & Pupolin, S. (2000). Analysis of the uplink of an asynchronous multi-user DMT OFDMA system impaired by time offsets, frequency offsets, and multi-path fading. In *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference. VTC Fall.*, volume 3 (pp. 1094–1099).
- [Tonello & Pecille, 2005] Tonello, A. M. & Pecille, F. (2005). Synchronization Algorithms for Multiuser Filtered Multitone (FMT) Systems. In *Proc. IEEE 61st Vehicular Technology Conference. VTC Spring'05. Paving the path for Wireless Future.*, volume 1.
- [Torrance & Hanzo, 1996a] Torrance, J. M. & Hanzo, L. (1996a). Adaptive modulation in a slow Rayleigh fading channel. *Proc. IEEE 7th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 2, 497–501.
- [Torrance & Hanzo, 1996b] Torrance, J. M. & Hanzo, L. (1996b). Optimisation of switching levels for adaptive modulation in slow Rayleigh fading. *IEE Electronic Letters*, 32(13), 1167–1169.

- [Torrance et al., 1999] Torrance, J. M., Hanzo, L., & Keller, T. (1999). Interference aspects of adaptive modems over slow Rayleigh fading channels. *IEEE trans. on Vehicular Technology*, 48(5), 1527–1545.
- [Toumpis & Goldsmith, 2003] Toumpis, S. & Goldsmith, A. J. (2003). Capacity regions for wireless ad hoc networks. *IEEE trans. on Wireless Communications*, 2(4), 736–748.
- [Toumpis et al., 2004] Toumpis, S., Goldsmith, A. J., & Sayir, J. (2004). Capacity results for asymmetric wireless networks. In *Proc. IEEE International Zurich Seminar on Communications* (pp. 180–183).
- [Tranter et al., 2003] Tranter, W. H., Shanmugan, K. S., Rappaport, T., & Kosbar, K. L. (2003). *Principles of Communication Systems Simulation with Wireless Applications*. Prentice Hall Communications Engineering and Emerging Technologies Series.
- [Tsai et al., 2005] Tsai, P.-Y., Kang, H.-Y., & Chiueh, T.-D. (2005). Joint weighted least-squares estimation of carrier-frequency offset and timing offset for OFDM systems over multipath fading channels. *IEEE trans. on Vehicular Technology*, 54(1), 211–223.
- [Tufvesson et al., 1999a] Tufvesson, F., Edfors, O., & Faulkner, M. (1999a). Time and frequency synchronization for OFDM using PN-sequence preambles. *Proc. IEEE VTS 50th Vehicular Technology Conference Fall*, 4, 2203–2207.
- [Tufvesson et al., 1999b] Tufvesson, F., Faulkner, M., Hoeher, P., & Edfors, O. (1999b). OFDM time and frequency synchronization by spread spectrum pilot technique. *Proc. on Communication Theory Mini-conference*, (pp. 115–119).
- [Tureli et al., 2000] Tureli, U., Liu, H., & Zoltowski, M. (2000). OFDM blind carrier offset estimation: ESPRIT. *IEEE trans. on Communications*, 48(9), 1459–1461.
- [Tureli & Pillai, 2003] Tureli, U. & Pillai, K. (2003). Analytical and experimental studies on carrier frequency offset estimation algorithms for OFDM systems. *IEEE 37th Conference on Signals, Systems and Computers*, 1, 174–178.
- [Ungerboeck, 1982] Ungerboeck, G. (1982). Channel coding with multilevel/phase signals. *IEEE trans. on Information Theory*, 28(1), 55–67.
- [Vahlin & Holte, 1995] Vahlin, A. & Holte, N. (1995). OFDM for broadcasting in presence of analogue co-channel interference. *IEEE trans. on Broadcasting*, 41(3), 89–93.

- [Vahlin & Holte, 1996] Vahlin, A. & Holte, N. (1996). Optimal finite duration pulses for OFDM. *IEEE trans. on Communications*, 44(1), 10–14.
- [van de Beek, 1998] van de Beek, J.-J. (1998). *Synchronization and Channel Estimation in OFDM systems*. PhD thesis, Lulea University of Technology, Lulea, Sweden.
- [van de Beek et al., 1999] van de Beek, J. J., Borjesson, P. O., Boucheret, M., Landstrom, D., Arenas, J. M., Olding, P., Ostberg, C., Wahlqvist, M., & Wilson, S. K. (1999). A time and frequency synchronization scheme for multiuser OFDM. *Journal on Selected Areas in Communications*, 17(11), 1900–1914.
- [van de Beek et al., 1995] van de Beek, J. J., Edfords, O., Sandell, M., Wilson, S. K., & Borjesson, P. O. (1995). On channel estimation in OFDM. *Proc. IEEE 45th Vehicular Technology Conference. VTC*, 2, 815–819.
- [van de Beek et al., 1997] van de Beek, J.-J., Sandell, M., & Borjesson, P. O. (1997). ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 45(7), 1800–1805.
- [Wahlqvist et al., 1996] Wahlqvist, M., Larsson, R., & Östberg, C. (1996). Time synchronization in the uplink of an OFDM system. *Proc. IEEE 46th Vehicular Technology Conference. Mobile Technology for the Human Race*, 3, 1569–1573, month = 28 April–1 May,.
- [Wakutsu & Serizawa, 1999] Wakutsu, T. & Serizawa, M. (1999). A novel carrier frequency offset estimation scheme for OFDM systems utilizing correlation with a pilot symbol without null sub-carrier. *Proc. IEEE 49th Vehicular Technology Conference. VTC*, 1, 113–117.
- [Wan et al., 1999] Wan, L., Gosling, I., & Dubey, V. (1999). Adaptive bit loading scheme using COFDM at low elevation over LEO satellite communication channel. *IEE Electronic Letters*, 35(17), 1416–1418.
- [Wang & Giannakis, 2000] Wang, Z. & Giannakis (2000). Wireless multicarrier communications: Where Fourier meets Shannon. *IEEE Signal Processing Magazine*, 17(3), 29–48.
- [Ware et al., 2001] Ware, C., Wysocki, T., & Chicharo, J. (2001). Hidden terminal jamming problems in IEEE 802.11 mobile ad hoc networks. In *Proc. IEEE International Conference on Communications. ICC*, volume 1 (pp. 261–265).

- [Warner & Leung, 1993] Warner, W. D. & Leung, C. (1993). OFDM/FM frame synchronization for mobile radio data communication. *IEEE trans. on Vehicular Technology*, 42(3), 302–313.
- [Webb & Steele, 1995] Webb, W. & Steele, R. (1995). Variable rate QAM for mobile radio. *IEEE trans. on Communications*, 43(7), 2223–2230.
- [Wei & Schlegel, 1995] Wei, L. & Schlegel, C. (1995). Synchronization Requirements for Multisuser OFDM on Satellite Mobile and Two-path Rayleigh Fading Channels. *IEEE trans. on Communications*, 43(2/3/4), 887–895.
- [Weinstein & Ebert, 1971] Weinstein, S. & Ebert, P. M. (1971). Data Transmission by Frequency Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform. *IEEE Trans. on Communications Technology*, COM-19(5), 628–634.
- [Wicznanowski et al., 2005] Wicznanowski, M., Stacnczak, S., & Chen, Y. (2005). Throughput-Fairness Trade-off in Probabilistic Medium Access Control for Wireless Ad Hoc Networks. In *Proc. IEEE 61st Vehicular Technology Conference. VTC Spring'05. Paving the path for Wireless Future.*, volume 1.
- [Wilich, 1996a] Wilich, D. (1996a). Peak factor in orthogonal multicarrier modulation with variable levels. *IEE Electronic Letters*, 32(20), 1859–1861.
- [Wilich, 1996b] Wilich, D. (1996b). Reduction of peak to mean ratio of multicarrier modulation using cyclic coding. *IEE Electronic Letters*, 32(5), 432.
- [Wilich, 2000] Wilich, D. (2000). Comments on the peak factor of sampled and continuous signals. *IEEE Communications Letters*, 4(7), 213–214.
- [Wilich et al., 2000] Wilich, D., Dinur, N., & Glinowiecki, A. (2000). Level clipped high-order OFDM. *IEEE trans. on Communications*, 48(6), 928–930.
- [Wilich & Goldfeld, 1999] Wilich, D. & Goldfeld, L. (1999). Reduction of peak factor in orthogonal multicarrier modulation by amplitude limiting and coding. *IEEE trans. on Communications*, 47(1), 18–21.
- [Wilkinson & Jones, 1995] Wilkinson, T. A. & Jones, A. (1995). Minimisation of the peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes by block coding. *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference. VTC*, 2, 825–829.

- [Wong et al., 1999a] Wong, C., Cherriman, P. J., & Hanzo, L. (1999a). Burst-by-burst adaptive wireless video telephony over dispersive channels. *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference. GLOBECOM*, 1A, 204–208.
- [Wong et al., 1999b] Wong, C. Y., Cheng, R., Letaief, K. B., & Murch, R. (1999b). Multiuser subcarrier allocation for OFDM transmission using adaptive modulation. *Proc. IEEE 49th Vehicular Technology Conference. VTC.*, 1, 479–483.
- [Wong et al., 1999c] Wong, C. Y., Cheng, R. S., Letaief, K. B., & Murch, R. D. (1999c). Multi-user OFDM with Adaptive Subcarrier, Bit, and Power Allocation. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 17(10), 1747–1758.
- [Wu et al., 2000] Wu, S.-L., Tseng, Y.-C., & Sheu, J.-P. (2000). Intelligent medium access for mobile ad hoc networks with busy tones and power control. *Journal on Selected Areas in Communications*, 18(9), 1647–1657.
- [Yang et al., 2000] Yang, B., Letaief, K. B., & Cao, R. S. C. Z. (2000). Timing Recovery for OFDM Transmission. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 18(11), 2278–2291.
- [Yao & Giannakis, 2005] Yao, Y. & Giannakis, G. B. (2005). Blind Carrier Frequency Offset Estimation in SISO, MIMO, and Multiuser OFDM Systems. *IEEE trans. on Communications*, 53(1), 173–183.
- [Yip et al., 2002] Yip, K.-W., Ng, T.-S., & Wu, Y.-C. (2002). Impacts of multipath fading on the timing synchronization of IEEE 802.11a wireless LANs. *Proc. IEEE International Conference on Communications. ICC02*, 1.
- [Yip et al., 2004] Yip, K.-W., Wu, Y.-C., & Ng, T.-S. (2004). Timing-synchronization analysis for IEEE 802.11a wireless LANs in frequency-nonselective Rician fading environments. *IEEE trans. on Wireless Communications*, 3(2), 387–394.
- [Yu & Cioffi, 2000] Yu, W. & Cioffi, J. (2000). Competitive Equilibrium in the Gaussian Interference Channel. In *Proc. IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT)*. (pp. 431).
- [Zhang et al., 2004] Zhang, Z., Zhao, M., Zhou, H., Liu, Y., & Gao, J. (2004). Frequency offset estimation with fast acquisition in OFDM system. *IEEE Communications Letters*, 8(3), 171–173.



- [Zheng & Liu, 1999] Zheng, H. & Liu, K. J. R. (1999). Robust image and video transmission over spectrally shaped channels using multicarrier modulation. *IEEE trans. on Multimedia*, 1(1), 88–103.
- [Zheng et al., 2004a] Zheng, Z.-W., Yang, Z.-X., Pan, C.-Y., & Zhu, Y.-S. (2004a). Novel synchronization for TDS-OFDM-based digital television terrestrial broadcast systems. *IEEE trans. on Broadcasting*, 50(2), 148–153.
- [Zheng et al., 2004b] Zheng, Z.-W., Yang, Z.-X., Pan, C.-Y., & Zhu, Y.-S. (2004b). Robust synchronization and channel estimation for the OFDM-based WLAN systems. *IEEE trans. on Consumer Electronic*, 50(3), 807–812.
- [Zhenhong & Mammela, 1997] Zhenhong, L. & Mammela, A. (1997). An all-digital frequency synchronization scheme for OFDM systems. *Proc. IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications PIMRC Waves of the Year 2000*, 2, 327–331.
- [Zimmermann & Kirsch, 1967] Zimmermann, M. S. & Kirsch, A. (1967). The AN/GSC-10 (KATHRYN) Variable Rate Data Modem for HF Radio. *IEEE trans. on Communications*, 15(2), 197–204.
- [Zogakis & Cioffi, 1996] Zogakis, T.Ñ. & Cioffi, J. M. (1996). The effect of Timing Jitter on the Performance of a Discrete Multitone System. *IEEE trans. on Communications*, 44(7), 799–808.